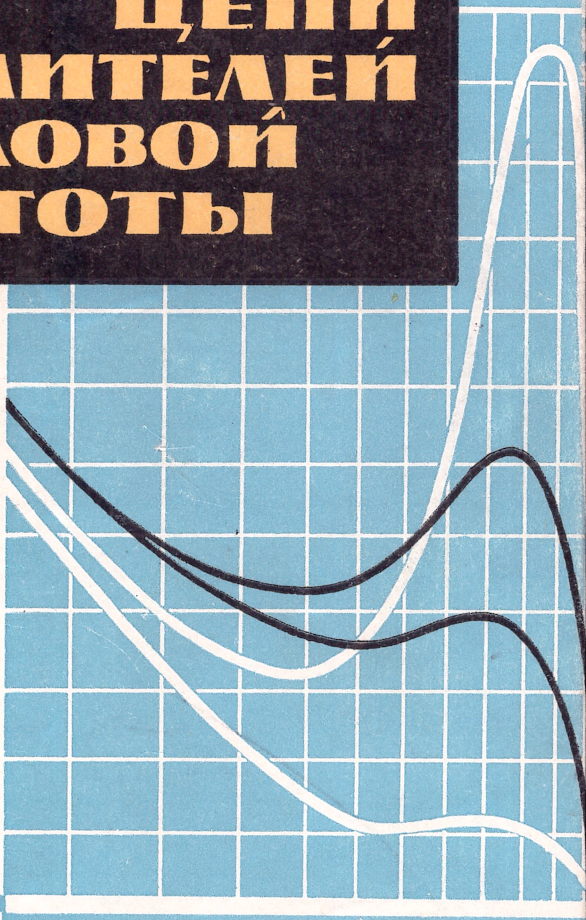
621.375
К 376

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЦЕПИ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

П. В. КОРНОУХОВ

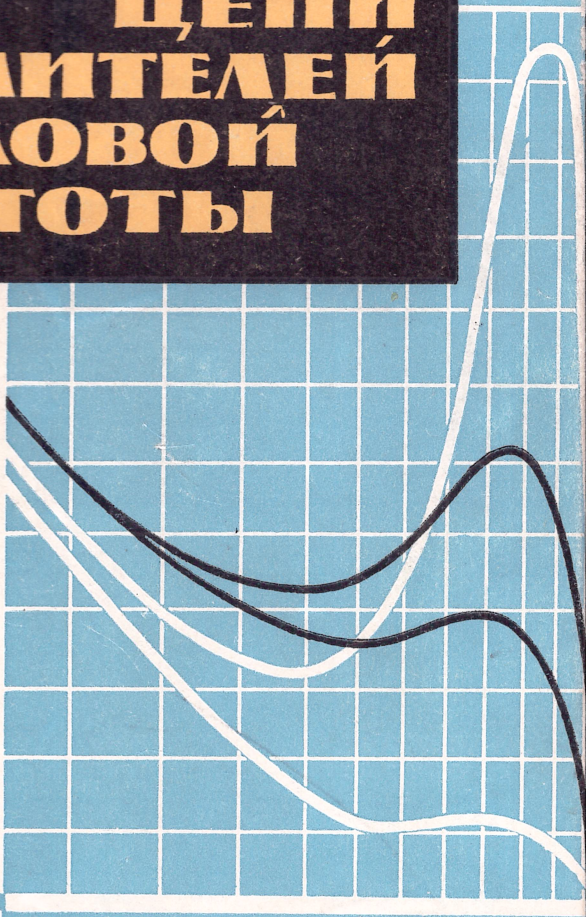


621.375
К 376

П.В.КОРНОУХОВ

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЦЕПИ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

П.В.КОРНОУХОВ



K

621.375.2
К 376

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЦЕПИ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

П. В. КОРНОУХОВ

Б3
06-05
81-3
НАУЧНО-ТЕХНИЧ. БИБЛИОТЕКА
п/я 4
Инв. № 61181

Киев
1965

Издательство
«ТЕХНІКА»

6Ф2.12
К67

621.375.2 : 621.3.088

В книге рассмотрены основные схемы корректирующих цепей, применяющиеся в ламповых и транзисторных усилителях звуковой частоты. Значительное внимание уделено корректирующим цепям для магнитофонов. Даются примеры расчетов.

Книга предназначена для инженеров, занимающихся разработкой усилителей звуковой частоты, а также может быть полезна студентам вузов радиотехнического, электроакустического и киноинженерного факультетов.

Г-19

Рецензент *О. В. Порицкий,* канд. техн. наук

Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи

Заведующий редакцией инж. *Р. П. Рак.*

Усилители звуковой частоты являются неотъемлемыми и важнейшими звеньями каналов передачи, записи и воспроизведения звуковых сигналов. Развитию и совершенствованию усилительной техники в значительной степени способствовали работы советских ученых А. И. Берга, Г. В. Брауде, Г. В. Войшвилло, С. Н. Кризе, А. А. Ризкина, Г. С. Цыкина и многих других.

В усилителях широко применяются различные частотные коррекции. Особенно велико значение коррекций в аппаратах магнитной записи и воспроизведения звука. Правильный выбор, расчет и настройка корректирующих цепей являются одной из наиболее трудоемких задач при разработке усилителей.

Теоретически число возможных схем корректирующих цепей неограниченно. На практике всегда стремятся к тому, чтобы получить необходимый корректирующий эффект, используя минимальное число реактивных двухполюсников. В большинстве применяемых корректирующих цепей на определенных участках рабочего диапазона на форму частотной характеристики практически влияет один реактивный двухполюсник. В книге изложен анализ схем с одним реактивным двухполюсником, представляющих собой комплексные делители напряжения или усилители, охваченные частотнозависимыми обратными связями. Частотные свойства таких схем описываются уравнениями, соответствующими делителям с одним реактивным двухполюсником и двумя активными сопротивлениями. Такими же делителями замещаются и выравнивающие четырехполюсники, в схеме

которых содержится два взаимообратных реактивных двухполюсника, а также некоторые регуляторы тембра. На основании указанных частотных аналогов (частотно-эквивалентных схем) создана единая теория большой группы корректирующих цепей и систематизированная обобщенная инженерная методика их расчета.

Исследование и расчеты цепей значительно усложняются по мере увеличения числа реактивных двухполюсников, заметно влияющих на форму частотной характеристики в одной части рабочего диапазона частот.

В книге приведен анализ только наиболее часто встречающихся сложных корректирующих цепей, которые применяются в усилителях магнитной записи и воспроизведения звука.

Автор стремился все математические выводы довести до расчетных формул и по возможности иллюстрировать материал примерами практических расчетов и экспериментальных данных.

Автор выражает искреннюю благодарность канд. техн. наук Порицкому О. В., советы и критические замечания которого способствовали улучшению книги.

Замечания и пожелания по данной книге просьба направлять по адресу: *Киев, 4, Пушкинская, 28, издательство «Техніка».*

ГЛАВА

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИИ

§ 1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Частотная характеристика. При анализе свойств усилителя звуковых сигналов, не связанных с уровнем порождаемых им нелинейных искажений, усилитель с высокой точностью можно считать линейным активным четырехполюсником.

Поскольку человеческое ухо в основном реагирует на спектральный состав звука, звуковой сигнал обычно представляют в спектральной форме. При этом поведение четырехполюсника, предназначенного для передачи звуковых сигналов, оценивается амплитудно-частотной и фазово-частотной характеристиками (в дальнейшем для краткости первую будем называть просто частотной, а вторую — фазовой).

Указанные характеристики могут быть определены сравнительно простым методом, основанным на изучении работы четырехполюсника в установившемся режиме. Для этого на вход четырехполюсника подводится синусоидальное напряжение с комплексной амплитудой $\dot{U}_{m1}(\omega)$. Тогда на выходе четырехполюсника появится синусоидальное напряжение с комплексной амплитудой $\dot{U}_{m2}(\omega)$. Отношение

$$\frac{\dot{U}_{m2}(\omega)}{\dot{U}_{m1}(\omega)} = \tilde{K}(\omega) = K(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)} \qquad (I\text{-}1)$$

представляет собой комплексный коэффициент передачи четырехполюсника по напряжению. Модуль коэффициента передачи $K(\omega)$, являющийся функцией частоты, описывает частотную характеристику четырехполюсника.

Аргумент $\varphi(\omega)$, равный фазовому углу между векторами $\dot{U}_{m2}$ и $\dot{U}_{m1}$, также зависит от частоты подводимого синусоидального сигнала и определяет фазовую характеристику четырехполюсника.

Форма напряжения на выходе линейного четырехполюсника в точности соответствует форме напряжения сигнала на входе, если все гармонические составляющие частотного спектра сигнала изменяются четырехполюсником в равное число раз, т. е. частотная характеристика системы в диапазоне частот сигнала представляет собой горизонтальную прямую

$$K(\omega) = K_0 = \text{const},$$

и все гармонические составляющие сигнала запаздывают на одно и то же время $t_з$. При такой неискаженной передаче фазовая характеристика описывается уравнением прямой

$$\varphi = -\omega t_з \pm k\pi,$$

где $k\pi$—постоянный фазовый сдвиг, создаваемый электронными лампами, включенными по схеме с общим катодом, транзисторами в схеме с общим эмиттером, а также соответствующим включением трансформаторов;

k—целое число.

При обычно используемых уровнях громкости, не превосходящих 80—100 *дб*, ухо практически не реагирует на изменения фазовых соотношений между гармоническими составляющими сложного звукового сигнала, вызываемые обычными звеньями канала звукопередачи, несмотря на то, что указанные изменения искажают форму сигнала. Поэтому в устройствах, предназначенных для передачи звуковых сигналов, фазовые искажения не ограничиваются *. В то же время ухо хорошо ощущает изменение соотношения между уровнями отдельных тонов. Следовательно, частотные свойства таких систем можно оценивать только по форме их частотных характеристик.

* В практике звукопередачи наибольшие фазовые искажения создают линии большой протяженности, которые могут вносить характерные искажения при передаче речи, слышимые как пришептывание или щебет. Необходимость корректирования фазовой характеристики возникает лишь в случае сравнительно длинных кабельных линий, работающих в звуковом диапазоне частот. В настоящей книге этот вопрос не рассматривается.

Однако при проектировании усилителя звуковой частоты с обратной связью приходится учитывать фазовые характеристики каскадов и пассивных четырехполюсников, охватываемых петлей обратной связи. Дело в том, что фазовые характеристики могут существенно влиять на форму результирующей частотной характеристики (характеристики с учетом действия обратной связи), а в некоторых случаях — и на устойчивость работы усилителя.

При построении частотных характеристик устройств, служащих для передачи звуковых сигналов, широко применяют логарифмические единицы и логарифмический масштаб. Логарифмические единицы удобнее, чем линейные, по двум причинам. Во-первых, согласно законам физиологии субъективные ощущения пропорциональны логарифму раздражения. Человеческое ухо в равной степени реагирует на одинаковые относительные изменения силы звука и частоты. Во-вторых, при построении частотной характеристики приходится иметь дело с величинами, которые изменяются в сотни и даже тысячи раз.

Поэтому вдоль оси абсцисс наносится шкала частот в логарифмическом масштабе, позволяющем подробно показать ход частотной характеристики во всем интересующем нас диапазоне частот. Если на логарифмическую шкалу частот нанести деления в октавах (интервалах, соответствующих отношению частот 2 : 1), то октавная шкала получится равномерной.

По оси ординат откладывается величина коэффициента передачи в линейных или, чаще, в логарифмических единицах — децибелах и, сравнительно редко, в неперах.

Коэффициент передачи (усиления) в децибелах определяется по формуле

$$K_{дб} = 20 \lg K$$

и в неперах

$$K_{неп} = \ln K.$$

Между децибелами и неперами существуют простые соотношения: 1 *дб* = 0,115 *неп,* или 1 *неп* = 8,7 *дб.*

При оценке качественных показателей устройства интересуются формой частотной характеристики в рабочем диапазоне частот, установленном для данного класса аппаратуры. Рабочим диапазоном называется полоса частот от нижней граничной частоты $f_н$ до верхней гра-

ничной частоты $f_в$, внутри которой модуль коэффициента передачи не должен выходить за пределы заданных допусков частотных искажений.

Частотными искажениями называется нарушение натуральных соотношений между амплитудами гармони-

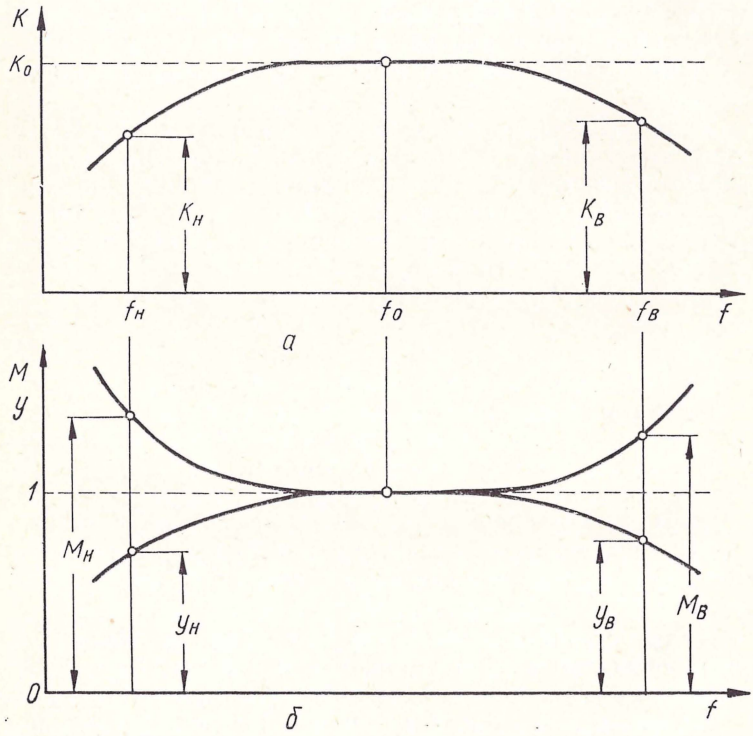


Рис. 1. Частотные характеристики:
а — идеальная (штриховая прямая), реальная (сплошная кривая);
б — коэффициента *M* и *y*.

ческих составляющих сложного сигнала. Для суждения о частотных свойствах четырехполюсника частотную характеристику коэффициента передачи, лежащую в пределах рабочего диапазона частот, сравнивают с идеальной характеристикой — прямой, параллельной оси частот. Обычно эта прямая пересекает реальную характеристику или касается ее в точке, соответствующей выбираемой опорной частоте f_0. На рис. 1, *а* показана одна

из простейших типичных форм частотных характеристик реального усилителя (сплошная линия), имеющая снижение усиления на краях рабочего диапазона (спады, западания или завалы на частотной характеристике), и идеальная характеристика (штриховая линия).

При рассмотрении частотных свойств простых усилителей со сравнительно равномерной частотной характеристикой опорной частотой обычно считают среднюю частоту рабочего диапазона, при которой наблюдается максимальное усиление в области средних частот (рис. 1, *а*). Учитывая, что у таких усилителей на средних частотах величина коэффициента усиления практически частотно независима, опорной частотой считают частоту, равную целому числу, например 400 или 1000 *гц*.

При рассмотрении схем, имеющих сложную форму частотной характеристики, опорную частоту выбирают, исходя из удобства выполнения расчетов: принимают равной нулю, бесконечности, резонансной частоте и т. п.

В общем случае форма частотных характеристик может быть более сложной, чем изображенная на рис. 1, *а*. Например, сложные формы характеристик бывают у каналов звукопередачи с плохо подогнанной взаимной коррекцией звеньев. На таких характеристиках могут наблюдаться не только спады, но и пики, провалы, ступеньки, а также подъемы, лежащие на крайних участках рабочего диапазона частот (рис. 2).

Частотные искажения (или неравномерность частотной характеристики) численно оцениваются коэффициентом частотных искажений M, представляющим собой отношение коэффициента передачи на опорной частоте к его величине на данной частоте:

$$M = \frac{K_0}{K} . \qquad \text{(I-2)}$$

Более наглядное представление о форме частотной характеристики четырехполюсника можно получить, исходя из функции обратной $M(f)$,

$$y(f) = \frac{1}{M(f)} = \frac{K(f)}{K_0} . \qquad \text{(I-3)}$$

Величину y для данной частоты называют относительной передачей, или, в частном случае, когда рас-

сматривается усилитель, — относительным усилением. Типичные графики функций $M(f)$ и $y(f)$ представлены на рис. 1, *б*.

Наиболее удобно величины $M(f)$ и $y(f)$ выражать в децибелах:

$$y_{дб} = 20 \lg y = -20 \lg M = -M_{дб} . \qquad (I\text{-}3а)$$

При определении пригодности формы частотной характеристики четырехполюсника широко используется

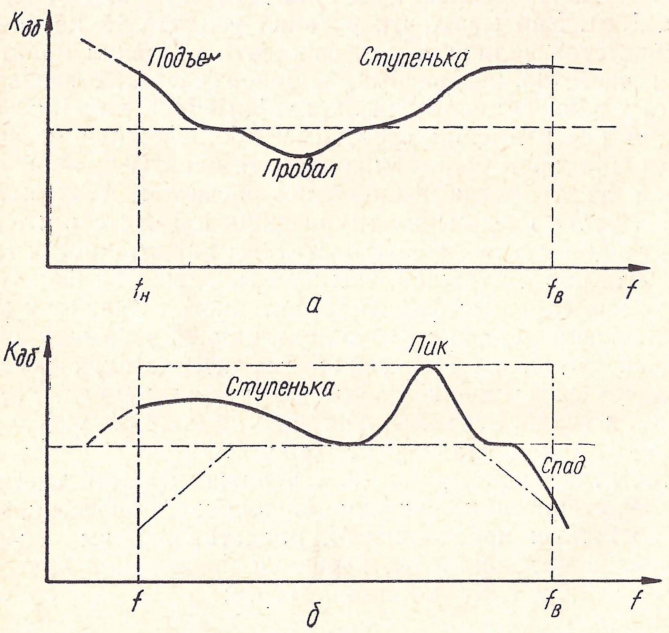


Рис. 2. Примеры сложных форм частотных характеристик и поля допусков (ограничено штрих-пунктирной ломаной линией).

метод проверки характеристики с помощью поля допусков, установленного для данного класса аппаратуры. Форма частотной характеристики считается приемлемой, если в рабочем диапазоне частот $f_н$ — $f_в$ кривая не выходит за пределы поля допусков (рис. 2, *б*).

Основные источники частотных искажений. Источниками частотных искажений могут быть следующие звенья канала передачи сигнала.

1. *Воздушные и кабельные линии.* Частотная характеристика линии, согласованной с нагрузкой, имеет спад на высоких частотах. Величина спада зависит от параметров линии и пропорциональна ее протяженности. Если линия имеет большую длину и нагрузка не согласована с ее волновым сопротивлением, то в результате отражений на ней образуются узлы и пучности напряжения (тока) сигнала. При этом возникают заметные частотные искажения.

В городских радиотрансляционных сетях длина распределительных фидеров невелика. Частотная характеристика такого фидера имеет подъем на высоких частотах, обусловленный увеличением сопротивления абонентских устройств с повышением частоты [26].

2. *Ламповые и транзисторные усилители звуковых частот.* Схема любого усилителя содержит, кроме активных сопротивлений, также и реактивные (как необходимые, так и паразитные). Если в схеме не применены специальные частотно-корректирующие элементы, то реактивные сопротивления вызывают неравномерность частотной характеристики усилителя. В усилителях на транзисторах причиной западания частотной характеристики на верхних частотах являются свойства самих транзисторов.

3. *Высокочастотные звенья радиовещательного канала.* Усилители мощности модулированных колебаний радиопередатчиков, а также избирательные усилители высокой и промежуточной частот радиоприемников вносят частотные искажения в низкочастотный сигнал вследствие неравномерности усиления ими колебаний в полосе частот, занимаемой модулированным сигналом.

4. Многие другие звенья канала передачи, такие как микрофон, громкоговоритель, звукозаписыватель (рекордер), звукосниматель (адаптер), записывающая и воспроизводящая магнитные головки, носители записи и т. п.

Способы частотной коррекции, области применения. Частотно-корректирующие цепи и корректирующие элементы используются для изменения формы частотной характеристики всего канала или его отдельных звеньев. В большинстве случаев под коррекцией подразумевают компенсацию частотных искажений, представляющую собой выравнивание частотной характеристики в требуе-

мых пределах. Такого вида коррекцию можно получить двумя способами. При первом способе искажения компенсируются в том же звене, где они возникают, введением в его схему или устройство специальных корректирующих элементов. Этот способ широко применяется в импульсных усилителях, где необходима коррекция как частотных, так и фазовых искажений.

В принципе, форму частотной характеристики обычного лампового реостатного усилительного каскада, являющегося основой импульсного (широкополосного) усилителя, в рабочем диапазоне частот можно приблизить к горизонтальной прямой. Частотная характеристика реостатного каскада имеет спады в усилении на низких и на высоких частотах, как показано на рис. 1. Для снижения $M_н$ — коэффициента частотных искажений на нижней граничной частоте $f_н$ — нужно увеличить постоянную времени $R_c C_c$ — произведение разделительной емкости на сопротивление утечки сетки *; для снижения $M_в$ — коэффициента частотных искажений на верхней граничной частоте $f_в$ — нужно уменьшить постоянную времени $r_i C_{вх}$ — произведение выходного сопротивления каскада на входную емкость следующего каскада. Постоянную времени можно уменьшить за счет уменьшения r_a — нагрузочного сопротивления лампы переменному току на средней частоте, что одновременно приводит к падению $K_{ср}$ — усиления в области средних частот. Если включить в схему этого же реостатного каскада высокочастотные корректирующие элементы, то $M_в$ снизится без потери усиления на средних частотах. С помощью высокочастотных элементов можно также, не изменяя $M_в$, повысить $K_{ср}$, увеличив r_a. Применяя низкочастотные корректирующие элементы, можно либо снизить $M_н$ при данной величине $R_c C_c$, либо при том же значении $M_н$ уменьшить постоянную времени $R_c C_c$.

Первый способ коррекции применяют также и в усилителях звуковых частот, уменьшая частотные искажения, например, с помощью отрицательной обратной связи.

---

* Точнее, следует увеличить $\left(R_c + \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}\right) C_c \approx R_c C_c$, где R_i — внутреннее сопротивление лампы, а R_a — сопротивление анодной нагрузки постоянному току.

Однако не всегда возможно или целесообразно корректировать частотные искажения в том же звене, где они возникают. В таких звеньях канала, как микрофон, громкоговоритель, световой читающий штрих в фотографической записи, воспроизводящая головка в магнитной записи звука, устранить искажения изменением конст-

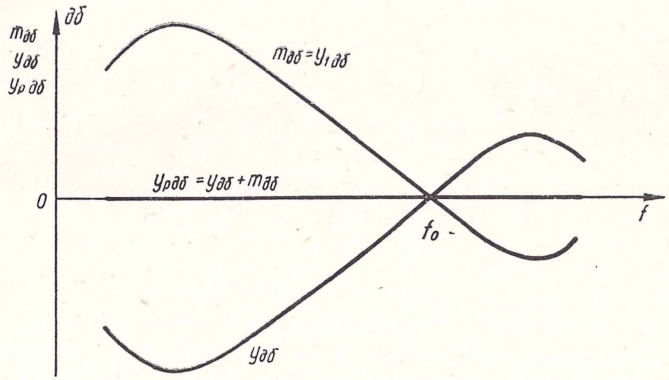


Рис. 3. Пример полной взаимной коррекции частотных характеристик.

рукции или расчетных величин, влияющих на частотную характеристику, иногда практически невозможно. В этих случаях применяют второй способ выравнивания частотной характеристики, при котором частотные искажения, возникающие в одном звене канала, компенсируются в другом или в нескольких других звеньях. Действительно, если $y(f)$ и $y_1(f)$ — частотные функции относительных передач двух звеньев — взаимообратны, то наблюдается полная коррекция, так как результирующая частотная характеристика, описываемая уравнением

$$y_р\ (f) = y(f)\, y_1(f) = 1,$$

является прямой, параллельной оси частот (рис. 3).

В дальнейшем, чтобы подчеркнуть различие между корректируемой частотной характеристикой и специально создаваемой корректирующей, первую будем обозна-

чать $y(f)$, а вторую — $m(f)$. Значение m для данной частоты называется *коэффициентом коррекции*. При данных обозначениях выражение для полной коррекции с учетом формулы (I-3) запишется так:

$$y_{\text{р}}(f) = \frac{1}{M_{\text{р}}(f)} = y(f)\,m(f) = \frac{m(f)}{M(f)} = 1, \qquad \text{(I-4)}$$

или

$$y_{\text{р дб}}(f) = -M_{\text{р дб}}(f) = m_{\text{дб}}(f) + y_{\text{дб}}(f) = \\ = m_{\text{дб}}(f) - M_{\text{дб}}(f) = 0. \qquad \text{(I-4а)}$$

Таким образом, для полной коррекции необходимо, чтобы $m(f) = M(f)$, т. е. $m(f)$ — характеристика относительной передачи корректирующего звена должна полностью сливаться с $M(f)$ — характеристикой коэффициента частотных искажений корректируемого звена.

Однако полная коррекция во всем диапазоне частот практически невыполнима. Обычно стремятся получить достаточно полную коррекцию только в рабочем диапазоне, ограниченном частотами $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$. На рис. 4 показан случай реальной коррекции, выполненной вторым способом, на примере, типичном для воспроизведения магнитной записи звука. На рис. 4 изображены следующие частотные зависимости; $y_{\text{дб}}(f)$ — э. д. с. сигнала, $M_{\text{дб}}(f) = -y_{\text{дб}}(f)$ — коэффициента частотных искажений сигнала и $m_{\text{дб}}(f)$ — корректирующего усилителя. Из рисунка видно, что в рабочем диапазоне частот нет полной коррекции, так как частотная зависимость $m_{\text{дб}}(f)$ не равна требуемой зависимости $m_{\text{т дб}}(f) = M_{\text{дб}}(f)$. Некоторое несоответствие между реальной корректирующей характеристикой и требуемой бывает обусловлено недостаточно точным построением корректирующей цепи. В связи с этим $y_{\text{р дб}}(f)$ — результирующая форма частотной характеристики — представляет собой не отрезок прямой, сливающейся с осью частот, а сложную кривую. В данном примере максимальные отклонения от горизонтальной прямой наблюдаются на граничных частотах и оцениваются соответствующими коэффициентами частотных искажений: $M_{\text{н.р дб}}$ — на нижней граничной частоте и $M_{\text{в.р дб}}$ — на верхней. Эти коэффициенты определяются по формулам:

$$\left.\begin{aligned} M_{\text{н. р}} &= \frac{M_{\text{н}}}{m_{\text{н}}} = \frac{1}{y_{\text{н}}\, m_{\text{н}}}\ ; \\ M_{\text{в. р}} &= \frac{M_{\text{в}}}{m_{\text{в}}} = \frac{1}{y_{\text{в}}\, m_{\text{в}}}\ , \end{aligned}\right\} \qquad \text{(I-5)}$$

или в децибелах:

$$\left.\begin{aligned} M_{\text{н. р}\,дб} &= -y_{\text{н. р}\,дб} = M_{\text{н}\,дб} - m_{\text{н}\,дб} = -(y_{\text{н}\,дб} + m_{\text{н}\,дб}); \\ M_{\text{в. р}\,дб} &= -y_{\text{в. р}\,дб} = M_{\text{в}\,дб} - m_{\text{в}\,дб} = -(y_{\text{в}\,дб} + m_{\text{в}\,дб}). \end{aligned}\right\} \qquad \text{(I-6)}$$

Ниже, в § 2, приведены нормы на допустимые неравномерности частотных характеристик, установленные для различных классов аппаратуры.

Описанная взаимная коррекция возможна только при условии постоянной совместной работы в одном канале звукопередачи корректируемого и корректирующего звеньев. Если это условие не выполняется и отдельные звенья канала могут быть включены в других различных сочетаниях, то приходится применять иной метод коррекции: к каждому искажающему звену (или к группе совместно работающих звеньев) подключают для постоянной работы специальную корректирующую цепь или, если это возможно, пользуются первым способом коррекции.

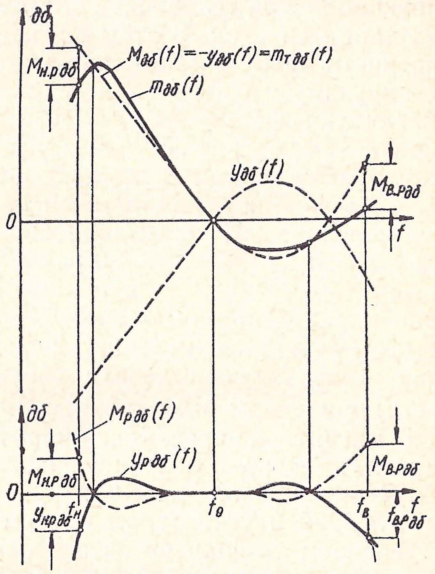


Рис. 4. Пример коррекции частотных характеристик, типичный для воспроизведения магнитной звукозаписи: $y_{дб}(f)$ — э. д. с. сигнала; $m_{т\,дб}(f) = M_{дб}(f)$ — форма характеристики, требуемая для полной коррекции; $M_{р\,дб}(f)$, $y_{р\,дб}$ — результирующие характеристики.

Одним из важнейших качественных показателей техники передачи сигналов является отношение сигнал/шум

на выходе канала. При увеличении помехоустойчивости за счет повышения мощности сигнала на входе звена, вносящего шум, увеличивается стоимость оборудования и эксплуатации канала. В некоторых случаях, например при передаче по проводам, такой способ увеличения помехоустойчивости не применим, так как уровень мощности сигнала нормирован. Не применим он также и при записи звука из-за возможной перемодуляции носителя, вызывающей значительные нелинейные искажения.

Если спектральные характеристики мощностей сигнала и вносимого шума существенно различны, то отношение сигнал/шум можно улучшить, использовав корректирующие цепи, создающие определенные формы частотных характеристик. В этом случае перед звеном канала, вносящим шум, устанавливают предыскажающую корректирующую цепь, а за шумящим звеном — восстанавливающую, форма частотной характеристики которой обратна форме предыскажающей. Для объяснения действия такой системы положим, что предыскажающая цепь, не изменив мощности сигнала в целом, повышает его уровень в той части диапазона частот, в которой наблюдаются наиболее мощные составляющие помех. Тогда восстанавливающая цепь, выравняв сквозную частотную характеристику, понизит относительный уровень помех. Расчеты оптимальных форм частотных характеристик, предназначенных для увеличения помехоустойчивости, приведены в литературе [13, 45].

В магнитной звукозаписи коррекции между каналами записи и воспроизведения распределяются с расчетом получения наиболее низкого уровня помех, порождаемых лентой и усилителем воспроизведения. Небольшим изменением стандартов на постоянные времени, которые определяют форму частотных характеристик усилителей воспроизведения, удалось увеличить соотношение сигнал/шум приблизительно на 3 *дб*.

В каналах передачи звуковых сигналов корректирующие цепи используются и для специального искривления сквозной частотной характеристики, приводящего в некоторых случаях к улучшению качества звукопередачи.

Это явление часто наблюдается вследствие психофизиологических свойств уха. Дело в том, что при изменении уровня громкости воспроизводимого звука заметно меняется тембр. На рис. 5 изображено семейство кривых

равной громкости. Например, чтобы все частоты диапазона были слышны с уровнем громкости 100 *дб*, нужны одинаковые силы звука, равные в среднем 100 *дб*. Если уменьшить силу звука на 40 *дб*, то громкость на средних частотах понизится на 40 *дб*, в то время как на низких частотах — на значительно большую величину. Кро-

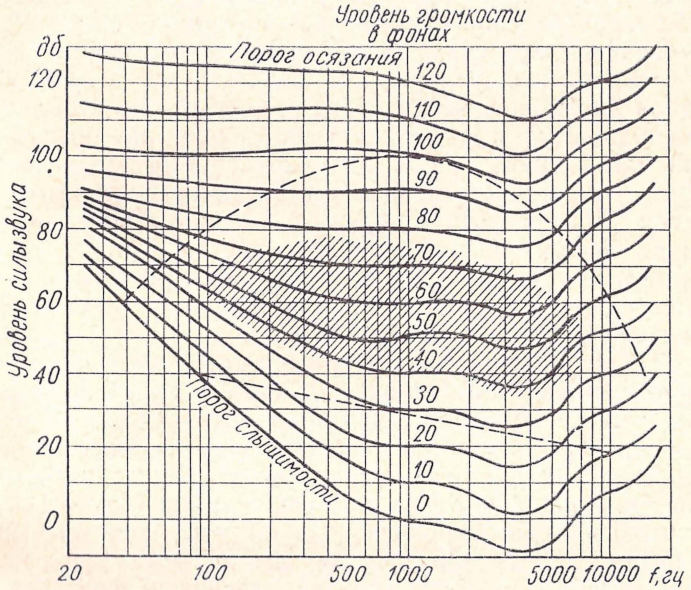


Рис. 5. Кривые равной громкости, частотные и динамические диапазоны речи (заштриховано) и большого симфонического оркестра (ограничен пунктирными линиями).

ме того, из рис. 5 следует, что разница в уровнях громкости на частотах 1000 и 50 *гц* при снижении силы звука на 40 *дб* достигает примерно 45 *дб*. Аналогичное явление, но в значительно меньшей мере, наблюдается и на высоких частотах. Поэтому, если уровень громкости воспроизводимого звука меньше, чем источника, находящегося перед микрофоном, то для улучшения натуральности звукопередачи нужно, чтобы частотная характеристика сквозного канала имела соответствующие подъемы на краях частотного диапазона. Наоборот, если уровень воспроизводимого звука больше, чем естественного

НАУЧНО-ТЕХНИЧ. БИБЛИОТЕКА
п/я 4
Инв. № 6118

источника, то частотная характеристика канала должна иметь спады на крайних частотах.

В технике кино речь записывается при более низком уровне громкости, чем воспроизводится фонограмма в кинотеатре. Это обстоятельство учитывается при записи и низкочастотные составляющие речи специально ослабляются с помощью корректирующей цепи.

Воспроизведение старых граммофонных пластинок, фотографической фонограммы, а также радиоприем при неблагоприятных условиях сопровождается шумом, основная часть энергии которого сосредоточена в области высоких частот и может превышать энергию сигнала в этой части диапазона. В этом случае для уменьшения шума сужают частотный диапазон со стороны высоких частот. При разумном ограничении диапазона субъективное восприятие звучания улучшается, так как улучшение качества звучания за счет снижения шума более заметно, чем ухудшение качества звучания за счет подавления высоких частот сигнала.

Особое значение для улучшения качества воспроизведения граммофонных пластинок старых типов приобрел метод шумопонижения с помощью автоматической регулировки полосы воспроизводимых частот. Известно, что динамический диапазон пластинок старых записей мал и не превышает 25 *дб* (в настоящее время у лучших винилитовых долгоиграющих пластинок динамический диапазон записи доведен до 50—57 *дб*).

В прошлом запись производилась при постоянном шаге, что ограничивало амплитуду смещения канавки. Кроме того, и материал пластинок создавал значительный уровень шума. Собственные шумы пластинки наиболее раздражающе действуют на частотах высших обертонов полезного сигнала. При воспроизведении пластинок наблюдаются ощутимые помехи и от вибраций приводного механизма, передающихся диску с пластинкой и звукоснимателем. Эти помехи слышны в диапазоне частот примерно от 30 до 500 *гц* как гул и грохот [2].

Само собой разумеется, что шумы системы заметнее при воспроизведении тихих звуков и менее заметны при воспроизведении громких звуков. При тихих звуках как низкочастотные составляющие сигнала, так до некоторой степени и высокочастотные, становятся мало ощутимыми ухом (рис. 5). Эта особенность уха используется

при динамическом шумопонижении, которое дает значительно больший эффект субъективного улучшения качества звуковоспроизведения, чем описанное выше простое ограничение сверху воспроизводимого диапазона частот.

Динамическое шумопонижение состоит в том, что с помощью специальных корректирующих цепей автоматически регулируется ограничение полосы воспроизводимых частот. При тихих звуках полоса сужается, при громких — расширяется. Таким образом, шум уменьшается в то время, когда он был бы наиболее ощутим (при низких уровнях сигнала), и используется полный рабочий диапазон, когда он наиболее необходим (при высоких уровнях сигнала). Сужение полосы не создает заметного ухудшения естественности звучания, что объясняется порогом слышимости (рис. 5) и частотным распределением энергии в обычных звуках [53, 54].

Корректирующими цепями, кроме того, можно регулировать тембр звучания, разделять по частоте сигналы в двухполосных усилителях (последние по предъявляемым к ним требованиям можно отнести к фильтрам) и т. п. Расчет выходных разделительных фильтров приведен в справочнике [38].

Итак, наиболее высокого качества звукопередачи можно достигнуть при специальной криволинейной характеристике сквозного канала. Для определения частотных свойств канала форму его частотной характеристики сравнивают с идеальной, которая является уже не прямой, параллельной оси частот, а требуемой кривой $y_т\ (f)$. Несоответствие между характеристиками оценивается коэффициентом отклонения

$$M(f) = \frac{y_т(f)}{y(f)}, \qquad \text{(I-7)}$$

или

$$M_{дб}(f) = y_{т\,дб}(f) - y_{дб}(f),$$

который в частном случае при равномерной характеристике сквозного канала равен коэффициенту частотных искажений, поскольку тогда $y_т\ (f) = 1$.

При расчете корректирующих цепей удобно пользоваться коэффициентом отклонения не только при определении соответствия частотной характеристики всего

сквозного канала требуемой, но и при анализе какой-либо части канала, которая должна иметь специальную заданную форму частотной характеристики.

Форма требуемой характеристики корректирующей цепи $m_т(f)$, или $m_{т\,дб}(f)$, определяется, исходя из необходимой формы характеристики канала $y_т(f)$, или $y_{тдб}(f)$, и известных форм характеристик его остальных звеньев. Если в канале, кроме корректирующей цепи, k звеньев, то

$$m_т(f) = \frac{y_т(f)}{\prod_{i=1}^{k} y_i(f)}, \qquad (I\text{-}8)$$

или, в децибелах,

$$m_{т\,дб}(f) = y_{т\,дб}(f) - \sum_{i=1}^{k} y_{i\,дб}(f).$$

Для получения более приемлемого ответа до подстановки в формулу (I-8) частотных зависимостей относительных передач $y_{i\,дб}(f)$ следует определить их, исходя из одинаковой для всех звеньев опорной частоты f_0.

Следует отметить, что при изменении опорной частоты форма частотной характеристики не изменяется, а только параллельно перемещается по вертикали. Например, если частотная характеристика описывается зависимостью $K_{дб}(f)$, то при опорной частоте f_0 относительная передача

$$y_{дб}(f) = K_{дб}(f) - K_{дб}(f_0),$$

а при опорной частоте f_0' —

$$y'_{дб}(f) = K_{дб}(f) - K_{дб}(f_0').$$

Если из первого уравнения вычесть второе, то разность

$$y_{дб}(f) - y'_{дб}(f) = K_{дб}(f_0') - K_{дб}(f_0) = \text{const},$$

т. е. кривые $y_{дб}(f)$ и $y'_{дб}(f)$ параллельны.

Общие сведения о схемах, создающих специальные формы частотной характеристики. Корректирующие цепи можно классифицировать по различным признакам. В зависимости от форм частотных характеристик корректирующие цепи подразделяют на схемы, создающие

подъем (или спад) на нижних (или верхних) частотах диапазона, пики или провалы на частотной характеристике, закругленные ступеньки и т. д. Корректирующие цепи могут иметь постоянную или регулируемую форму частотной характеристики.

Корректирующие цепи делятся на пассивные и активные. Пассивные цепи не содержат внутри источников энергии и, таким образом, состоят из различных активных и реактивных сопротивлений. Реальные активные корректирующие цепи относятся к неавтономным активным четырехполюсникам, поскольку в их схемы входят источники энергии в виде ламповых или транзисторных усилителей. При отключении такого четырехполюсника от остальной части схемы на его зажимах отсутствует напряжение сигнала.

По структуре схемы корректирующих цепей подразделяют на два основных типа: простые, в которых для частотной коррекции используются различные делители напряжения, состоящие из комплексных и активных сопротивлений, и схемы усилителей, где основное корректирующее действие оказывает частотнозависимая обратная связь. Детализируя классификацию по данному признаку, исходят из характера и количества реактивных двухполюсников корректирующей цепи, количества реактивных элементов, входящих в каждый двухполюсник, мест включения двухполюсников в схему и т. д.

Теоретически число возможных схем корректирующих цепей неограниченно. На практике стремятся получить требуемый корректирующий эффект наиболее простым и дешевым способом при достаточно высоких остальных качественных показателях звукопередачи.

Стоимость корректирующих цепей зависит от количества и характера вводимых в схему элементов реактивных двухполюсников и, в первую очередь, от катушек индуктивности. Применения катушек следует избегать по следующим причинам. Конденсаторы стоят дешевле и занимают меньше места, чем катушки, которые необходимо тщательно экранировать для устранения наводок помех от внешних посторонних магнитных и электрических полей. Кроме того, в усилителях экранировка катушек необходима для уменьшения глубины паразитных обратных связей, приводящих к непредвиденному искривлению частотной характеристики, а иногда и к самовозбуждению.

Сопротивление катушек не чисто индуктивно, так как они обладают потерями и собственной емкостью. Если при расчетах этого не учитывать, то форма реальной частотной характеристики цепи может существенно отличаться от расчетной, при вычислениях которой полагали, что катушка представляет собой чисто индуктивное сопротивление. При уменьшении же потерь и собственной емкости катушки увеличивается ее стоимость и габаритные размеры.

В большинстве случаев для работы в звуковом диапазоне частот применяются катушки с ферромагнитным сердечником. Индуктивность таких катушек нелинейна, что может быть причиной возникновения нелинейных искажений сигнала. Из-за нелинейности индуктивность изменяется в зависимости от величины тока, протекающего через обмотку, поэтому часто возникает нестабильность формы частотной характеристики корректирующей цепи. Кроме того, из-за свойств сердечника индуктивность таких катушек является функцией частоты, а расчет ведется при $L=\text{const}$. Поэтому между рассчитанными и экспериментальными характеристиками всегда имеются расхождения.

Конденсаторы в звуковом диапазоне частот «ведут» себя значительно лучше катушек. Вносимые ими потери пренебрежимо малы, емкость практически линейна и не зависит от частоты. Поэтому схемы только с конденсаторами и активными сопротивлениями не только экономически выгоднее схем с катушками, но и дают возможность получить более высокие качественные показатели при корректировании.

Однако не всегда удается обойтись без катушек. В § 5 показано, что максимальное значение крутизны кривой частотной характеристики одного звена корректирующей цепи, в состав которого входит одна емкость и активные сопротивления, всегда меньше 6 *дб* на октаву. Поэтому для достижения большей крутизны нужно использовать либо несколько таких звеньев, либо сложные схемы комплексной обратной связи, либо вместо емкости включать двухэлементные двухполюсники (контуры типа *LC*). Последнее решение часто является наиболее целесообразным.

В некоторых случаях, когда, например, за подъемом верхних частот нужен крутой спад характеристики, используются два реактивных двухполюсника в схеме де-

лителя (в последовательном плече включают активное сопротивление и индуктивность, а в параллельном — емкость). В таких схемах на частоте максимального подъема выходное напряжение сигнала больше, чем входное. У простейших же пассивных схем типа RC (без положительных обратных связей) выходное напряжение сигнала всегда меньше входного, так как предельное максимальное значение коэффициента передачи таких цепей $K_{max} < 1$ и подъем достигается за счет уменьшения коэффициента передачи в других частях диапазона.

Пик (провал) на частотной характеристике можно получить и без катушки, применяя избирательные RC-цепи, представляющие собой пассивные или активные (усилители), четырехполюсники. Теория и расчет таких схем приведены в литературе [1, 9, 20, 31, 34, 35].

Корректирующие цепи удобнее анализировать, исходя из количества реактивных двухполюсников, существенно влияющих на форму частотной характеристики на данном участке рабочего диапазона. На практике наиболее часто применяются схемы с одним реактивным двухполюсником, включенным в последовательное или параллельное плечо делителя напряжения либо в цепь обратной связи.

Когда в схеме корректирующей цепи используется одноэлементный реактивный двухполюсник (т. е. включены чистые емкость или индуктивность), то частотная характеристика будет иметь вид закругленной ступеньки. Такие корректирующие цепи названы ступенчатыми. Их частными случаями являются известные интегрирующие и дифференцирующие цепи. Если же частотная характеристика должна иметь резонансные подъемы (или провалы), то в схему включается двухэлементный реактивный двухполюсник (параллельный или последовательный контур типа LC).

У многих схем с двумя реактивными двухполюсниками x_I и x_{II} в одной части рабочего диапазона частот на форму частотной характеристики существенно влияет только x_I, а в другой — только x_{II}. Эти схемы называются комбинированными.

Большинство рассмотренных в настоящей книге корректирующих цепей, служащих для выравнивания частотной характеристики, в той или иной мере улучшают и результирующую фазовую характеристику. Однако численные значения элементов корректирующих цепей при

наилучших коррекциях частотных и фазовых характеристик не соответствуют одни другим и в принципе выбираются различно.

§ 2. ТРЕБОВАНИЯ К ФОРМЕ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Заметность искажений, классы качества звучания. Для передачи звуковых колебаний слышимых ухом частот рабочий диапазон канала должен лежать в пределах от $f_{min} = 16 \div 20$ *гц* до $f_{max} = 20$ *кгц*. Однако передача такого широкого спектра связана с большими затратами и техническими трудностями. Поэтому устройства, работающие во всем слышимом диапазоне частот, встречаются в виде экспериментальных установок. Для массового производства нужна более простая и дешевая аппаратура различных классов качества передачи звуковых сигналов. Критерием класса аппаратуры является величина допустимых искажений, вносимых в звукопередачу.

В Советском Союзе и за рубежом были проведены экспериментальные исследования для установления связи между объективной мерой различных искажений и помех, возникающих в каналах звукопередачи, и их субъективным восприятием. Обстоятельные исследования, проведенные методом субъективно-статистической экспертизы, были выполнены Научно-исследовательским институтом Министерства связи СССР совместно с кафедрами радиовещания и акустики Московского и Ленинградского институтов связи под общим научным руководством профессора И. Е. Горона. На основании результатов последних исследований были нормированы основные виды искажений и помех в соответствии с их слуховым восприятием.

При проведении указанных экспериментальных исследований заметность искажений и помех оценивалась по принципу, который легко уяснить из табл. 1 [14].

В зависимости от заметности искажений были установлены классы качества звучания, приведенные в табл. 2.

При исследовании заметности ограничения частотного диапазона использовался экспериментальный канал, состоящий из условно неискажающих звеньев и набора фильтров, позволяющих круто (с крутизной спа-

Таблица 1

Градация заметности искажений или помех	Сколько экспертов заметили данный вид искажений или помех, %
Совершенно незаметно	Менее 15
Практически незаметно	15—30
Неуверенно заметно	50
Уверенно заметно	Более 50 *

Таблица 2

Класс качества звучания	Искажения и помехи для экспертов	
	высокой квалификации (звукорежиссеров)	прочих
Высший	Совершенно незаметны	
I**	Неуверенно заметны	Практически незаметны
II**	Уверенно заметны	Неуверенно заметны
III**	Уверенно заметны	

* В данном случае условно принималась заметность, в среднем равная 75%.

** Заметность искажений и помех для I, II, III классов определялась путем непосредственного сравнения с звучанием по высшему классу качества.

да не менее 26 *дб/окт*) ограничивать полосу воспроизводимых частот снизу и сверху [39].

Исследования заметности частотных искажений в пределах заданного частотного диапазона были проведены по принципу сравнения искаженной и неискаженной передач. Для получения искаженной передачи в экспериментальный тракт включались специально разработанные исказители, создающие наиболее типичные формы частотных характеристик усилительных и электроакустических устройств [3].

На основании результатов исследований были сделаны следующие выводы.

1. Крутой спад на краях частотного диапазона почти не заметен. Несколько более заметен такой же подъем. Подъемы и спады в области средних частот заметны сильнее, чем на краях диапазона. Пологие спады, имеющие величину 3—10 *дб* на 3—4 октавы, заметнее крутых. Спад или подъем частотной характеристики до 6 *дб* не является опасным искажением, особенно если он наблюдается на краю частотного диапазона. При частотной характеристике, имеющей одинаковые плавные спады с обеих сторон частотного диапазона, искажения менее заметны, чем при спаде только на верхних частотах. Это можно объяснить тем, что при двустороннем спаде в сигнале сохраняется как бы равновесие спектра. Указанное уменьшение заметности искажений наблюдалось только при плавных спадах, но не при двустороннем крутом ограничении частотного диапазона.

2. Особенно опасными искажениями являются широкие пики и провалы (при исследованиях полагали, что широкий пик или провал имеет ширину раствора, равную 50% частоты экстремума). Широкий пик или провал величиной 5 *дб* обнаруживается половиной экспертов, а 10 *дб* — тремя четвертями.

Острые пики и провалы (исследовались пики и провалы, имеющие ширину раствора, равную 15% частоты экстремума) менее ощутимы, чем широкие. Пики несколько заметнее, чем провалы. Острые пики и провалы в области низких и высоких частот, имеющие величину до 15 *дб,* остаются неуверенно заметными.

3. При комбинации пиков и провалов допустима бóльшая неравномерность частотной характеристики, чем при комбинации только пиков или только провалов.

Радиовещание и приемники. Описанные исследования заметности искажений послужили основой для составления ведомственных условий Министерства связи СССР «Каналы радиовещательные. Нормы на основные качественные показатели» (ВТУ 526—58).

Согласно ВТУ частотные свойства радиовещательных каналов должны соответствовать нормам, приведенным в табл. 3.

Тракты проводного вещания по качественным показателям делятся на три класса. Рабочий диапазон частот, установленный на весь тракт (от входа усилителя до абонентских точек) должен лежать в пределах: для

Таблица 3

Показатель	Классы качества			
	Высший	I	II	III
Воспроизводимый диапазон частот, *гц*	30—15 000	50—10000	100—6000	200—4000
Допустимые отклонения:				
а) для нижних граничных частот	+10% + +5 *гц*	+10% + +5 *гц*	+10% + +5 *гц*	+10% + +5 *гц*
б) для верхних граничных частот	—5%	—5%	—5%	—5%
Неравномерность характеристики не более, *дб*:				
а) на границах диапазона частот (ΔS_1 на рис. 6)	6	6	6	6
б) в средней части диапазона частот (ΔS на рис. 6) *	2	2	6	6

* Частотная характеристика канала не должна выходить за пределы поля допусков, изображенного на рис. 6.

I класса — 60—9500 *гц*, для II класса — 100—6000 *гц* и III класса — 200—4000 *гц*. Тот или иной класс принимается в зависимости от технико-экономических показателей, местных условий, качества подачи программ и т. д. [26].

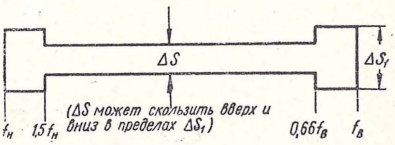


Рис. 6. Поле допусков на отклонения частотных характеристик (ВТУ 526-58).

Согласно ГОСТ 5651—64 радиоприемники делятся по своим качественным показателям на пять классов (высший, I, II, III и IV). Рабочий диапазон частот, воспроизводимый громкоговорителями приемника данного класса, зависит от диапазона волн, в котором ведется прием (ДВ, СВ, КВ и УКВ), оформления приемника (переносной, непереносной в мебельном или настольном оформлении), а также от того, принимается местная или дальняя станция. В

пределах установленного стандартом рабочего диапазона неравномерность частотной характеристики оценивается по звуковому давлению. При приеме станций с частотами выше 250 *кгц* неравномерность не должна превышать 14 *дб*, а с частотами ниже 250 *кгц* — 18 *дб*.

Наиболее широкий рабочий диапазон (40—15 000 *гц*) должны иметь УКВ приемники высшего класса в мебельном оформлении и наиболее узкий (450—3000 *гц*) могут иметь переносные приемники ДВ, СВ и КВ диапазонов.

Звуковоспроизведение в кино. Звуковоспроизводящая аппаратура для кинотеатров, клубов и театров проектируется в соответствии с РТМ-кино 125—63. Согласно этому документу рабочий диапазон частот принят от 40 до 12 000 *гц*. Частотной характеристикой аппарата считается частотная зависимость напряжения выходного сигнала, развивающегося при нагрузке оконечного каскада усилителя на активном сопротивлении номинальной величины. При исследовании частотных свойств каналов, предназначенных для воспроизведения магнитных и фотографических фонограмм, входной сигнал контрольной частоты задается специальными измериельными лентами (контрольными фильмами). Отклонения частотных характеристик от горизонтальных не должны превышать (относительно частоты 400 *гц*) следующих значений:

1) при воспроизведении магнитных фонограмм с 35- и 70-*мм* пленки в участке диапазона частот 100—8000 *гц*— не более ±1,5 *дб*, в областях нижних частот 40—100 *гц* и верхних частот 8000—12 000 *гц* — не более ±2,5 *дб*;

2) при воспроизведении магнитных фонограмм с 16-*мм* пленки в участке диапазона частот 100—5000 *гц*— не более ±1,5 *дб*, в областях нижних частот 50—100 *гц* и верхних частот 5000—10 000 *гц* — не более ±2,5 *дб*;

3) при воспроизведении фотографических фонограмм 35-*мм* фильмокопий и грамзаписи в диапазоне частот 40—8000 *гц* — не более ±2 *дб;*

4) при воспроизведении фотографических фонограмм с 16-*мм* фильмокопий в диапазоне частот 60—6000 *гц* — не более ±2 *дб*;

5) при работе от речевого микрофона в интервале частот 400—3000 *гц* — не более ±1 *дб* со спадом на частоте 50 *гц* не менее 12 *дб* и на частоте 100 *гц* не менее 6 *дб*.

Магнитная звукозапись. Одним из условий высококачественной записи сигнала является равномерная частотная характеристика сквозного канала на линейном выходе в рабочем диапазоне частот. Частотные свойства магнитной записи обладают специфическими особенностями. Если на магнитофоне записать все частоты передаваемого диапазона постоянным по величине током записи, то э. д. с., развиваемая магнитной головкой, при воспроизведении такой записи будет иметь весьма неравномерную частотную характеристику, представленную на рис. 7.

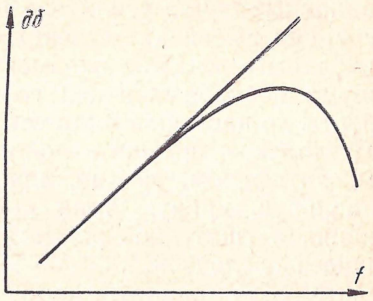


Рис. 7. Частотная характеристика э. д. с. воспроизводящей головки при постоянной, независимой от частоты, амплитуде тока записи. Наклон прямой 6 *дб/окт*.

Для получения равномерной частотной характеристики сквозного канала магнитной звукозаписи необходимо произвести частотную коррекцию. Выбор наиболее рационального распределения коррекции между каналами записи и воспроизведения является сложной задачей. При ее решении нужно принимать во внимание наиболее вероятные статистические спектры записываемых звуковых сигналов и спектры шумов. Следует также учитывать субъективное восприятие шумов и нелинейных искажений, вносимых системой.

Как и во всех электроакустических устройствах динамический диапазон сигналов, передаваемый магнитофоном, сверху ограничен нелинейными искажениями, возникающими при перемодуляции рабочего слоя ленты, снизу — уровнем помех ленты и усилителей.

Обычно уровень собственных помех ламповых усилителей определяется фоном питающей сети, имеющим частоты, кратные частоте сети, микрофонным эффектом ламп и флюктуационными шумами. Напряжение фона может быть значительно снижено при конструировании магнитофона экранированием, рациональным размещением отдельных узлов, применением в первых каскадах усилителя ламп, у которых подогреватели катодов име-

ют хорошую изоляцию, а также соответственным выбором схем усилителей и питающих устройств. Флюктуационные шумы усилителя воспроизведения при использовании высококачественных деталей и хорошей лампы входного каскада тоже могут быть снижены до уровня шума воспроизводящей головки. Шумы же магнитной ленты до настоящего времени остаются непреодолимыми. Несколько уменьшить дополнительные шумы, вносимые магнитофоном, можно, применив практически синусоидальную кривую тока высокочастотного подмагничивания и тщательно размагничивая детали, соприкасающиеся с лентой.

Флюктуационные шумы распределяются по всему слышимому диапазону. Однако основное мешающее воздействие оказывают высокочастотные составляющие шума, так как в соответствии со спектральной кривой чувствительности они лучше всего воспринимаются на слух. Следовательно, увеличить отношение сигнал/шум можно за счет снижения усиления в области высоких частот при воспроизведении фонограммы. С этой целью стремятся записывать высокочастотное напряжение сигнала с возможно большим уровнем, чему способствует то обстоятельство, что при всех естественных звучаниях (речь, музыка, шумы) амплитуды высоких частот и соответственно их гармоники имеют малый относительный уровень. Кривые амплитудных спектров записываемых звуковых сигналов, полученные статистическим путем, показывают, что в зависимости от характера исполнения уровень звуковых давлений в октаве 6400—12 800 *гц* на 10—20 *дб* ниже уровня в октаве 100—200 *гц*. Примером данного явления могут служить статистические спектры звукового давления симфонического оркестра, изображенные на рис. 8. Поэтому частотная характеристика усилителя записи может иметь значительный подъем в области высоких частот (без опасности перемодуляции ферромагнитного слоя ленты) с тем, чтобы осуществить меньшую величину подъема на этих частотах в канале воспроизведения.

Таким образом, при записи стремятся к тому, чтобы полностью (до разумного предела) использовать ленту по ее намагниченности во всем рабочем диапазоне частот, т. е. чтобы намагниченность имела равномерную частотную характеристику.

Принятый в магнитной звукозаписи принцип частотной коррекции можно уяснить с помощью рис. 9, на котором в качестве примера изображены частотные харак-

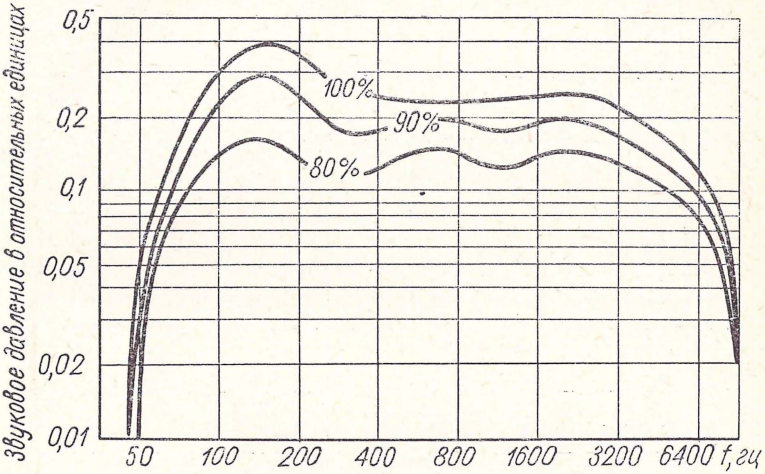


Рис. 8. Статистические спектры звукового давления симфонического оркестра с вероятностями 80, 95 и 100%.

теристики, свойственные отдельным звеньям сквозного канала магнитофона, имеющего скорость ленты 19,05 *см/сек*. Из рис. 9 следует, что частотная характеристика тока записи (кривая *1*) до частоты 1000 *гц* практически равномерна, а затем имеет подъем, достигающий для обычных сортов магнитных лент 13—15 *дб* на граничной частоте диапазона, равной 16 *кгц*. Такой ход кривой *1* необходим для получения стандартной формы частотной характеристики остаточного магнитного потока после записи (кривая *2*). Согласно действующим международным рекомендациям кривая *2* должна иметь такую же форму, как и частотная характеристика сопротивления электрической цепи, представляющей собой параллельное соединение активного сопротивления R и конденсатора C, т. е.

$$\frac{z_1}{R} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\tau\omega)^2}}, \qquad \text{(I-9)}$$

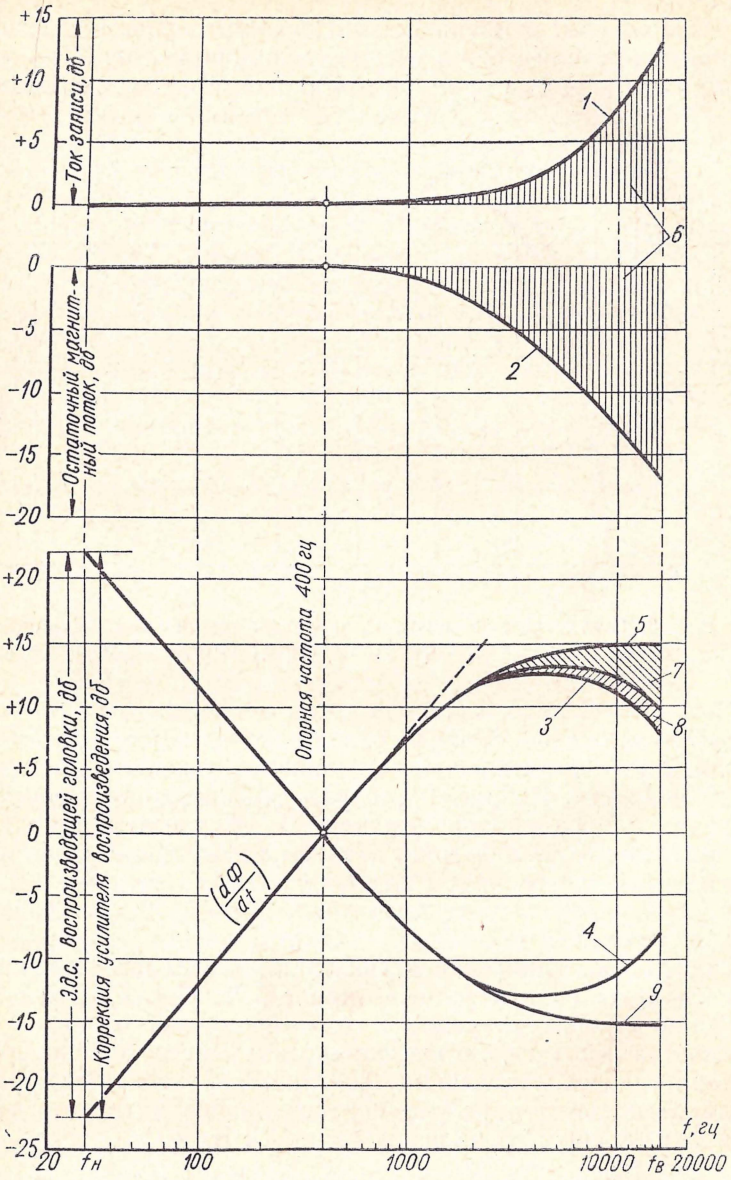


Рис. 9. Принцип частотной коррекции, принятый в магнитной звукозаписи при скорости $v=19{,}05$ *см/сек* и $\tau=70$ *мксек*:

где $\tau = RC$ — постоянная времени, имеющая определенную величину для стандартизированных скоростей ленты. В частности, в рассматриваемом примере $\tau = 70$ *мксек*. На рис. 9 кривая *2* построена в логарифмическом масштабе.

Заштрихованными полями, обозначенными цифрой *6*, показано нежелательное ослабление сигнала в системе записи, которое принято называть волновыми и частотными потерями в системе записи. Как следует из рис. 9, потери наблюдаются в области средних и, главным образом, в области высоких записываемых частот.

Волновые потери в системе записи в основном определяются саморазмагничиванием ленты, которое представляет собой уменьшение остаточной индукции записи, резко возрастающее по мере уменьшения длины волны. Кроме того, определенное значение имеют потери в процессе записи, обусловленные недостаточной крутизной спада магнитного поля у сбегающего ребра записывающей головки.

Несколько меньшую роль в ослаблении сигнала в системе записи, чем волновые потери, играют потери в сердечнике записывающей головки, возрастающие с частотой записываемого сигнала.

Если читать сигнал фонограммы идеальной магнитной головкой при идеальных условиях воспроизведения, то, согласно закону электромагнитной индукции, э. д. с. сигнала, возбуждаемая в обмотке головки, пропорциональна изменению магнитного потока $\frac{d\Phi_m(\omega)}{dt}$. Поэтому при синусоидальной намагниченности $\Phi_m(\omega)\sin\omega t$ э. д. с. пропорциональна $\Phi_m(\omega)\omega\cos\omega t$. При стандартной форме частотной характеристики остаточного магнитного потока, соответствующей уравнению (I-9), форма частотной характеристики э. д. с. сигнала описы-

---

1 — подъем тока записи; *2* — стандартная форма частотной характеристики остаточного магнитного потока ленты; *3* — характеристика э. д. с. реальной воспроизводящей головки; *4* — коррекция, выполняемая усилителем воспроизведения; *5* — характеристика э. д. с. идеальной воспроизводящей головки при идеальных условиях воспроизведения; *6* — поля, определяющие потери в системе записи; *7* — щелевые потери при $\Delta_э = 7$ *мк*; *8* — потери в сердечнике воспроизводящей головки; *9* — форма частотной характеристики стандартного канала воспроизведения (основная коррекция усилителя воспроизведения при $\tau = 70$ *мксек*).

вается выражением $\frac{\omega}{\sqrt{1+(\tau\omega)^2}}$. Тогда для получения равномерной сквозной характеристики коэффициент передачи стандартного канала воспроизведения должен иметь частотную зависимость, определяющуюся выражением $\frac{\sqrt{1+(\tau\omega)^2}}{\omega}$.

Согласно принятым международным рекомендациям частотная характеристика стандартного канала воспроизведения должна иметь такую же форму, как и частотная характеристика сопротивления z состоящего из последовательно включенных активного сопротивления R и емкости C, со стандартизированной постоянной времени $\tau=RC$. Частотная характеристика стандартного канала воспроизведения описывается уравнением

$$m_z = \frac{z}{R} = \frac{\sqrt{1+(\tau\omega)^2}}{\tau\omega},$$

или, в децибелах,

$$m_{z\,дб} = 20\lg\frac{z}{R} = 10\lg\frac{1+(\tau\omega)^2}{(\tau\omega)^2}, \qquad (I\text{-}10)$$

где

$$z = \sqrt{R^2+\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

На рис. 9 кривой *5* представлена частотная характеристика э. д. с. идеальной головки при идеальных условиях воспроизведения стандартизированной фонограммы (кривая *2*).

Под идеальной подразумевается воспроизводящая головка с ферромагнитным сердечником ,у которого магнитная проницаемость несоизмеримо больше проницаемости магнитной ленты, рабочий зазор строго прямолинеен и имеет ширину во много раз меньше длины волны записи, в сердечнике и в арматуре отсутствуют частотнозависимые потери, в пределах рабочего диапазона в обмотке головки отсутствуют резонансные явления, длина дуги контакта сердечника головки с магнитной лентой значительно больше максимальной длины волны записи и ширина сердечника равна или больше ширины фонограммы. Под идеальными условиями воспроизведения магнитной фонограммы понимают условия,

при которых между ферромагнитным слоем фонограммы и сердечником в районе рабочего зазора имеется плотный контакт, рабочий зазор строго перпендикулярен направлению движения фонограммы, в процессе воспроизведения внешние границы фонограммы (границы намагниченности) совпадают с границами длины рабочего зазора головки или находятся внутри их.

Кривая *9* является частотной характеристикой стандартного канала воспроизведения. В масштабе децибел она представляет собой зеркальное отражение кривой *5*. Частотная характеристика э. д. с. реальной головки при реальных условиях воспроизведения фонограммы, имеющей стандартную форму частотной характеристики, также как и у записывающей головки, отличается от идеальной вследствие волновых и частотных потерь.

К волновым прежде всего относятся щелевые потери, обусловленные конечной шириной рабочего зазора головки и подсчитываемые по формуле

$$y_{щ\,дб} = 20 \lg \frac{\sin \alpha}{\alpha}, \qquad \text{(I-11)}$$

где

$$\alpha = \frac{\pi \Delta_э}{\lambda} = \frac{\pi \Delta_э}{v} f; \qquad \text{(I-12)}$$

$\Delta_э$ —эффективная ширина рабочего зазора головки;
λ—длина волны записанных на ленте синусоидальных колебаний;
f—частота колебаний;
v—скорость движения фонограммы.

Эффективная ширина зазора $\Delta_э$ несколько больше геометрической ширины Δ, что объясняется несовершенством механической обработки (микронеровностями и нарушением магнитных свойств материала в зоне обработки). У хорошо изготовленных головок с шириной рабочего зазора 15—20 *мк* $\Delta_э$ в среднем на 10—15% больше геометрической. При уменьшении ширины зазора отношение $\Delta_э$ к Δ возрастает и может достигать величины 1,5 и даже 2.

При конструировании головки ширину рабочего зазора выбирают такой, чтобы спад частотной характеристики на верхней граничной частоте рабочего диапазона передачи составлял примерно 4 *дб*. Для бытовых магнитофонов с малой скоростью ленты величину спада на

граничной частоте допускают до 10 *дб*, поскольку при использовании головок с более узкой щелью уменьшается их чувствительность на низких частотах, следовательно, ухудшается соотношение сигнал/шум [40]. На рис. 10 изображены кривые частотной зависимости щеле-

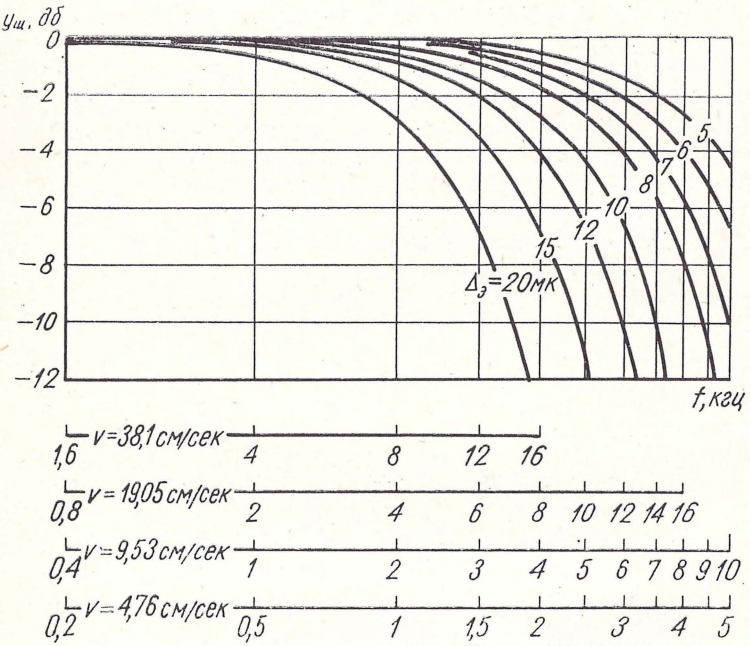


Рис. 10. Кривые частотной зависимости щелевых потерь воспроизводящей магнитной головки.

вых потерь при различных скоростях ленты v и величинах $\Delta_э$.

К волновым относятся также потери, обусловленные криволинейностью и азимутальным перекосом рабочего зазора, неплотностью контакта между лентой и головкой, конечными размерами головки и ее геометрической формой, формой и размерами экрана головки, а также частотными потерями, порождаемыми вихревыми токами и гистерезисом в сердечнике и арматуре головки. Кроме этого, у головок с большой индуктивностью (высокоомных) существенные отклонения частотной характери-

стики э. д. с. сигнала от кривой *5* (рис. 9) могут наблюдаться за счет резонансных явлений между ее индуктивностью, собственной емкостью и емкостью входной цепи усилителя. В магнитофонах высокого качества резонансные явления не используются для коррекции, так как по мере износа головки ее индуктивность изменяется.

Обычно стремятся к тому, чтобы резонанс заметно не изменял форму частотной характеристики в рабочем диапазоне частот. Для этого практически достаточно, чтобы резонансная частота превосходила в 1,5—2 раза верхнюю частоту рабочего диапазона. В некоторых схемах резонансные явления подавляются параллельной обратной связью на входную цепь (см. § 20).

Следует иметь в виду, что головка может быть нагружена входным сопротивлением усилителя. При этом частотная характеристика э. д. с. головки не соответствует характеристике входного напряжения усилителя из-за падения напряжения сигнала на внутреннем сопротивлении головки.

Частотная характеристика э. д. с. воспроизводящей головки с учетом щелевых потерь, а также потерь в сердечнике представлена кривой *3* (рис. 9). Для получения равномерной результирующей характеристики сквозного канала необходимо, чтобы частотная характеристика воспроизводящего усилителя (кривая *4*) была зеркальным изображением кривой *3*. Об удельном весе щелевых потерь можно судить по заштрихованной части поля *7* (вычисления произведены для эффективной ширины рабочего зазора 6 *мк*), полем же *8* можно представить удельный вес потерь в сердечнике воспроизводящей головки.

Таким образом, в основу стандартизации частотных характеристик магнитных фонограмм положен принцип получения стандартных характеристик каналов воспроизведения, работающих от идеальных головок при идеальных условиях воспроизведения.

Поскольку идеальную головку практически получить невозможно, для определения необходимых параметров используются особо тщательно изготовленные головки, у которых более точно определены величины волновых и частотных потерь.

Качественные показатели магнитофонов и магнитофонных устройств (кроме диктофонов), предназначенных

Таблица 4

Группа магнитофонов	Наименование	Обозначение скоростей движения ленты	Номинальная скорость ленты, *см/сек*	Рабочий диапазон частот не уже, *гц*	Число звуковых дорожек	Преимущественные области применения
I	Студийные магнитофоны	38	38,1	31,5—16 000	1 или 2*	Радиовещание, телевидение, кинематография, грамзапись
		19	19,05			
II	Магнитофоны широкого применения	19	19,05	40—12 000	1*** 2 или 4	Репортаж, любительская и служебная звукозапись
		9	9,53	63—10 000		
		4**	4,76	80— 5 000		

* При стереофонической записи.
** Допускается только в сочетании с другими скоростями.
*** Только для репортерских магнитофонов.

для монофонической и стереофонической звукозаписи на магнитной ленте шириной 6,25 *мм*, должны соответствовать ГОСТ 8088—62.

Таблица 5

Скорость движения фонограммы v, *см/сек*	Постоянная времени τ, *мксек*
38,1	35
19,05	70 *
9,53	140 *
4,75 и 2,4	Не установлена

В табл. 4, согласно указанному стандарту, приведены некоторые данные, касающиеся обозначений групп магнитофонов и их назначений, скоростей движения ленты, рабочих диапазонов частот и т. п.

* Раньше для скоростей $v=19{,}05$ *см/сек* была принята $\tau=100$ *мксек* и для $v=9{,}53$ *см/сек* — $\tau=200$ *мксек*.

Согласно новым международным рекомендациям для данных скоростей были введены другие постоянные времени, что привело к повышению уровня записи на верхних частотах рабочего диапазона и соответственному снижению подъема частотной характеристики канала воспроизведения. Введением новых характеристик удалось снизить уровень собственных шумов в сквозном канале приблизительно на 3 *дб* при измерении напряжения шума с использованием частотного фильтра, учитывающего субъективное восприятие.

Постоянные времени $\tau = RC$, определяющие форму частотной характеристики стандартного канала воспроизведения, для обычных магнитофонов выбираются в зависимости от скорости движения ленты согласно табл. 5.

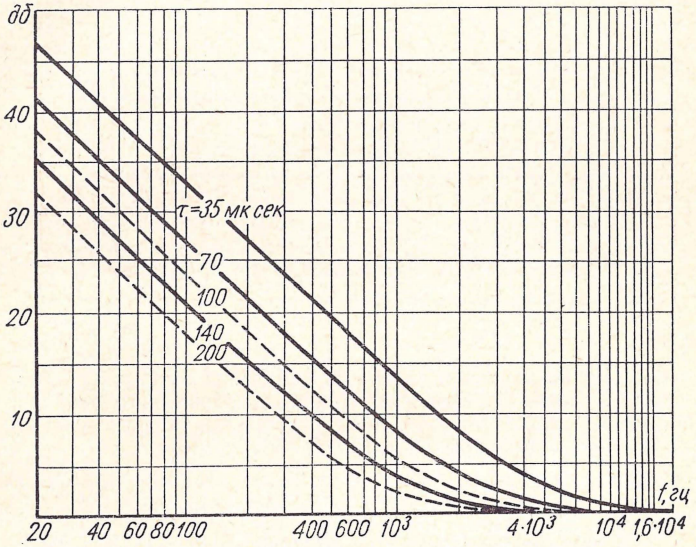


Рис. 11. Частотные характеристики стандартных каналов воспроизведения магнитных фонограмм (сплошные линии).

В магнитной записи для звукового кино постоянные времени τ предусмотрены нормами НК-111-59. Постоянная времени $\tau = 35$ *мксек* определяет частотную характеристику фонограмм первичной (студийной) записи или перезаписи при скорости движения фонограммы $v = 38{,}1 \div 76{,}2$ *см/сек,* а также фонограмм, записываемых на 35-*мм* фильмокопиях или на 35-*мм* магнитных лентах при скорости 45,6 и 47,5 *см/сек.* Постоянной времени $\tau = 100$ *мксек* определяют частотную характеристику фонограммы, записываемой на 16-*мм* фильмокопиях, а постоянной времени $\tau = 200$ *мксек* — на кинопленках при скорости менее 18,3 *см/сек.*

Частотные характеристики стандартных каналов воспроизведения представлены на рис. 11 сплошными линиями.

Проверка и настройка частотных характеристик канала воспроизведения, а также установка положения рабочего зазора магнитной головки магнитофона производится с помощью специальных измерительных лент. Для обычных магнитофонов имеются измерительные

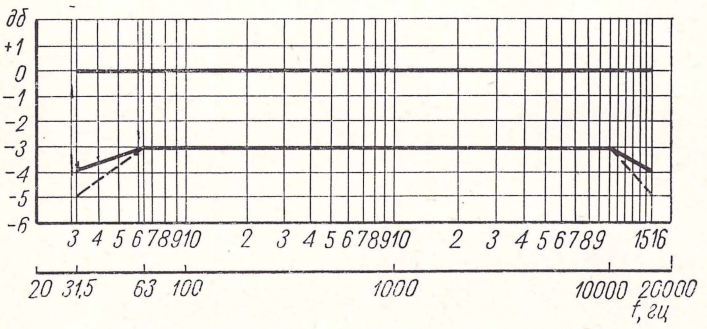


Рис. 12. Поля допусков для частотной характеристики канала воспроизведения (сплошные линии) и сквозного канала (сплошные горизонтальные и штриховые наклонные линии) магнитофонов I группы (ГОСТ 8088—62).

ленты шириной 6,25±0,05 *мм* (ГОСТ 8303—62) следующих типов: ЛИР-1-76Ч*, ЛИР-1-38Ч, ЛИР-1-19Ч и ЛИР-1-9Ч. Числа, содержащиеся в названии ленты, указывают на скорость ее движения.

Для снятия частотных характеристик канала воспроизведения измерительные ленты имеют записи синусоидальных колебаний с рядом частот. Уровни записей соответствуют закону ,описанному уравнением (I-9), а величины намагниченности указаны в паспортах.

Согласно ГОСТ 8088—62 при воспроизведении соответствующих измерительных лент частотная характеристика канала воспроизведения по электрическому напряжению на линейном выходе не должна выходить за поле допусков, указанных сплошными линиями на рис. 12 для магнитофонов I группы и на рис. 13 для магнитофонов II группы.

---

* Скорость ленты $v=76{,}2$ *см/сек* применяется в профессиональных магнитофонах старых типов. Учитывая значительное количество магнитофонов, имеющих эту скорость, выпущена измерительная лента типа ЛИР-1-76Ч.

После настройки канала воспроизведения регулируется частотная характеристика усилителя записи с таким расчетом, чтобы сквозная частотная характеристика не выходила за поля допусков, изображенные штриховыми наклонными и сплошными горизонтальными линиями на рис. 12 и 13.

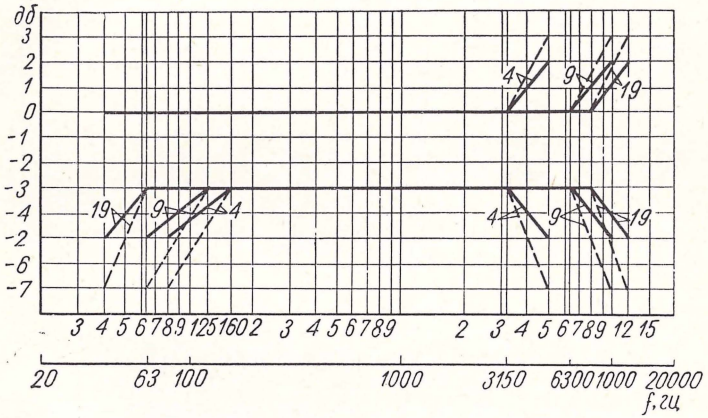


Рис. 13. Поля допусков для частотной характеристики канала воспроизведения (сплошные линии) и сквозного канала (сплошные горизонтальные и штриховые наклонные линии) магнитофонов II группы (ГОСТ 8088—62).

На выходе усилителя мощности ГОСТ 8088—62 допускает для улучшения звучания другие неравномерности частотных характеристик.

Рекомендованные допуски на отклонения частотных характеристик от номинальных форм, принятых в технике звукового кино приведены в нормали НК-111-59. В соответствии с рекомендациями аппаратура записи и перезаписи магнитных фонограмм при подведении к ее входу электрического синусоидального сигнала, амплитуда которого не зависит от частоты, должна обеспечить получение фонограммы с частотной характеристикой, не выходящей из поля допусков, изображенного на рис. 14. В данном случае нуль децибел соответствует номинальной частотной характеристике. При более узком рабочем диапазоне частот, что может быть оговорено специальными техническими условиями на аппаратуру, поле допусков рис. 14 остается тем же.

Канал воспроизведения в трактах перезаписи и тиражирования при воспроизведении контрольных магнитных фильмов (измерительных лент) должен обеспечивать получение не зависящего от частоты выходного сигнала

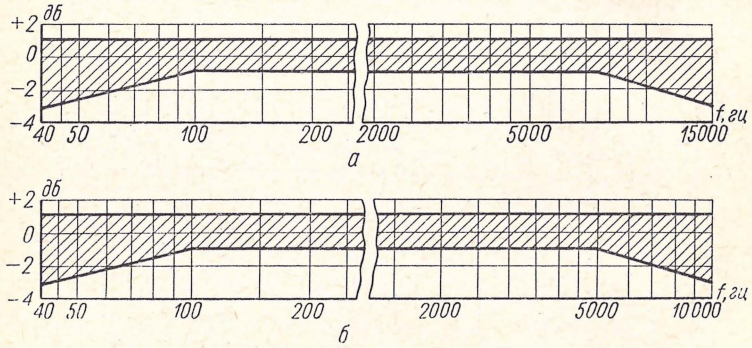


Рис. 14. Допуски для частотных характеристик фонограмм первичной записи при скорости:
а — от 381 до 762 *мм/сек*; *б* — 183 и 190,5 *мм/сек* (НК-111-59).

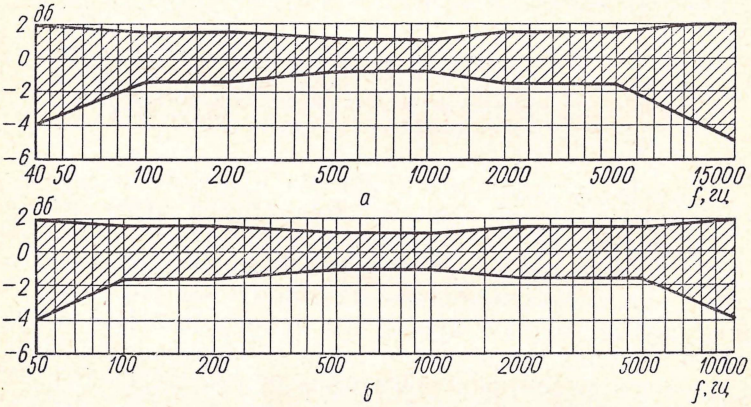


Рис. 15. Допуски для частотных характеристик копий магнитных фонограмм при скорости:
а — от 381 до 762 *мм/сек*; *б* — 183 и 190,5 *мм/сек* (НК-111-59).

(допуск ±1 *дб* в рабочем диапазоне с учетом поправок согласно паспорту измерительной ленты).

Окончательные копии магнитных фонограмм, получаемые в результате многократной перезаписи и тиражирования, должны иметь частотные характеристики, не

выходящие за поле допусков,изображенное на рис. 15. На рисунке нуль децибел соответствует номинальной характеристике.

§ 3. МЕСТО ВКЛЮЧЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЕ ЦЕПИ, ВЫПОЛНЯЮЩЕЙ ГЛУБОКУЮ КОРРЕКЦИЮ

Выбор места включения корректирующей цепи рассмотрен на конкретном примере усилителя воспроизведения магнитных фонограмм, где обычно применяются наиболее глубокие частотные коррекции.

Место включения корректирующей цепи в усилителе выбирается компромиссно. С одной стороны, для получения возможно более низкого относительного уровня собственных шумов усилителя желательно, чтобы корректирующая цепь находилась там, где напряжение сигнала достаточно велико. Объясняется это тем, что обычное корректирование происходит за счет ослабления сигнала в определенной области частот. При глубокой коррекции ослабленный сигнал может оказаться настолько малым, что в соотношении сигнал/шум канала начнут больше сказываться собственные помехи усилителя, включенного за корректирующей цепью. Поэтому в современных усилителях воспроизведения магнитных фонограмм корректирующую цепь в виде делителей напряжения подключают после первого или даже второго каскада усилителя.

С другой стороны, для того чтобы были малыми нелинейные искажения, порождаемые лампами усилителя, работающими до коррекции, корректирующая цепь должна включаться в то место схемы, где напряжение сигнала достаточно мало. На первый взгляд кажется, что в первых каскадах усилителя воспроизведения сигнал мал и что поэтому нелинейность ламп не должна заметно сказываться. Однако с учетом глубокой частотной коррекции в усилителе при некоторых спектральных составах сигнала, даже при сравнительно малой его величине, составляющие, обусловленные нелинейностью ламп, могут быть соизмеримыми с амплитудами сигналов на этих же частотах. При этом передача будет сопровождаться большими нелинейными искажениями. Действительно, пусть до корректирующей цепи включен триод, динамическую характеристику анодного тока ко-

торого с достаточной точностью для технических расчетов можно аппроксимировать с помощью полинома второй степени

$$i_a = I_{a_0} + a_1 u_c + a_2 u_c^2, \qquad \text{(I-13)}$$

где i_a —мгновенное значение анодного тока;
I_{a_0} —начальное значение постоянной составляющей тока;
u_c —переменная составляющая напряжения на сетке;
a_1 и a_2—коэффициенты полинома.

Положим, что ко входу подводится напряжение сигнала

$$u_c = u_{c1} + u_{c2},$$

причем

$$u_{c1} = U_{m\,c1} \sin \omega_1 t$$

и

$$u_{c2} = U_{m\,c2} \sin \omega_2 t.$$

После подстановки значения u_c в уравнение (I-13) и преобразований получим

$$i_a = I_{a0} + \frac{1}{2} a_2 (U_{m\,c1}^2 + U_{m\,c2}^2) + a_1 U_{m\,c1} \sin \omega_1 t +$$

$$+ a_1 U_{m\,c2} \sin \omega_2 t - \frac{1}{2} a_2 U_{m\,c1}^2 \cos 2\omega_1 t -$$

$$- \frac{1}{2} a_2 U_{m\,c2}^2 \cos 2\omega_2 t + a_2 U_{m\,c1} U_{m\,c2} \cos (\omega_2 - \omega_1) t -$$

$$- a_2 U_{m\,c1} U_{m\,c2} \cos (\omega_2 + \omega_1) t.$$

Отсюда видно, что анодный ток, кроме начального значения постоянной составляющей I_{a0} и первых гармоник, имеющих амплитуды

$$I_{m\omega_1} = a_1 U_{m\,c1}$$

и

$$I_{m\omega_2} = a_1 U_{m\,c2},$$

содержит в себе составляющие, обусловленные нелинейностью динамической характеристики лампы. При данном характере нелинейности появится прирост постоянной составляющей анодного тока

$$\Delta I_0 = \frac{1}{2} a_2 (U^2_{m\,c1} + U^2_{m\,c2})$$

и новые частоты (вторые гармоники, а также разностные и суммарные тоны), не содержащиеся во входном сигнале u_c, амплитуды которых соответственно

$$I_{m\,2\omega_1} = \frac{1}{2} a_2 U^2_{m\,c1}; \quad I_{m\,2\omega_2} = \frac{1}{2} a_2 U^2_{m\,c2};$$

$$I_{m(\omega_2-\omega_1)} = I_{m(\omega_2+\omega_1)} = a_2 U_{m\,c1} U_{m\,c2}.$$

Для оценки вносимых лампой нелинейных искажений воспользуемся коэффициентом разностного тока (дифтонфактором), который определяют при данной нелинейности по формуле

$$K_d = \frac{I_{m(\omega_2-\omega_1)}}{\sqrt{I^2_{m\omega_1} + I^2_{m\omega_2}}} \cdot 100\% = \frac{a_2 U_{m\,c1} U_{m\,c2}}{a_1 \sqrt{U^2_{mc1} + U^2_{mc2}}} \cdot 100\%. \quad \text{(I-14)}$$

Обычно при измерениях устанавливают $U_{m\,c1} = U_{m\,c2} = U_{m\,c}$ и учитывают не амплитудное, а действующее значение напряжения $U_c = \frac{U_{m\,c}}{\sqrt{2}}$. Тогда

$$K_d = \frac{a_2}{a_1} U_c \cdot 100\%. \quad \text{(I-14а)}$$

Пример. Одной из наиболее часто используемых во входных каскадах ламп является триод типа 6Н3П. Обычный режим его работы: напряжение на аноде $E_a = 100$ *в*, напряжение смещения $E_c = -1{,}5$ *в*, начальное значение анодного тока $I_{a0} = 3{,}5$ *ма*.

В ряде схем ламповых корректирующих цепей, создающих форму частотной характеристики, близкую к форме характеристики стандартного канала воспроизведения, нагрузочное сопротивление лампы определяется входным сопротивлением корректирующего комплексного делителя напряжения. На средних и высоких частотах оно мало. Поэтому при расчете нелинейных искажений, вносимых лампой каскада, можно пользоваться не динамической характеристи-

кой для переменного тока лампы, а статической характеристикой анодного тока. Если описывать характеристику лампы 6Н3П уравнением (I-13), то в указанном режиме коэффициенты полинома $a_1=3{,}3$ *ма/в* и $a_2=1{,}7$ *ма/в*^{2}. Тогда, согласно уравнению (I-14а), дифтонфактор

$$K_{d} \approx 0{,}52\, U_{\text{с}} \cdot 100\%.$$

Представим себе, что триод включен перед корректирующей цепью в магнитофоне, скорость ленты которого $v=19{,}05$ *см/сек*. Если частоты сигналов $f_1=2000$ *гц* и $f_2=2060$ *гц*, то разностный тон будет 60 *гц*. Как это видно из рис. 9 (кривая *9*), коэффициент передачи для частоты 60 *гц* примерно на 28 *дб* больше, чем для частоты 2000 *гц*. Таким образом, составляющая разностного тона ослабляется в 25 раз меньше, чем сигнал, и реальная величина дифтонфактора на выходе корректирующей цепи $K'_d = 25\, K_d = 13\, U_{\text{с}} \cdot 100\%$.

Отсюда следует, что при $U_{\text{с}} = 1$ *мв* $K'_d = 1{,}3\%$; при $U_{\text{с}} = 10$ *мв* $K'_d = 13\%$ и при $U_{\text{с}} = 100$ *мв* $K'_d = 130\%$.

Аналогичная картина наблюдается при значительном подъеме частотной характеристики в области высоких частот. На выходе корректирующей цепи будут «подчеркнуты» составляющие суммарных частот и высшие гармоники, порождаемые нелинейностью лампы. Это явление часто наблюдается в усилителях магнитной записи, где требуется большой подъем на высоких частотах.

Таким образом, при выборе места включения корректирующей цепи в усилителе необходимо, чтобы и относительный уровень собственных помех в усилителе был низок и не сильно сказывалась нелинейность усилителя, включенного до корректирующей цепи.

К сожалению, при конструировании магнитофонов место включения корректирующей цепи часто выбирают, исходя только из получения наилучшего отношения сигнал/шум. В некоторых промышленных магнитофонах цепь, выполняющая основную частотную коррекцию в канале воспроизведения, включена после второго, иногда даже третьего каскада усилителя. Величины нелинейных искажений, порождаемых такими каналами воспроизведения, измеренные обычным методом коэффициента гармоник (клирфактора), основанного на подведении ко входу одного тона, могут свидетельствовать якобы о высоком качестве звукопередачи. В то же время при воспроизведении более сложных сигналов могут ощущаться большие нелинейные искажения, обусловленные

появлением комбинационных частот. Поэтому при оценке нелинейности усилителя, выполняющего глубокие частотные коррекции, необходимо применять более совершенные методы измерений, чем метод коэффициента гармоник. Для этой цели лучше оценивать нелинейность с помощью дифтонфактора или, еще лучше, методом динамического спектра, который был предложен Вольфом В. М. [10].

ГЛАВА II

ПАССИВНЫЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЦЕПИ С ОДНИМ РЕАКТИВНЫМ ДВУХПОЛЮСНИКОМ

§ 4. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ЧАСТОТНО-ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ

Понятие о частотно-эквивалентных схемах. Наиболее распространенными являются усилительные корректирующие цепи, в которых для создания специальной формы частотной характеристики вводится один реактивный двухполюсник с входным сопротивлением x. Коэффициент передачи таких цепей достигает экстремумов (K_{max} и K_{min}) на частотах, при которых $x=0$ или $x=\infty$. Следовательно, возможны два типа схем этих цепей. Если обозначить реактивное сопротивление цепи первого типа x_I, а второго — x_{II}, то у первого типа максимальный коэффициент передачи K_{max} наблюдается при $x^1=0$, а минимальный K_{min} при $|x_I|=\infty$; у второго типа цепей наоборот — K_{max} при $|x_{II}|=\infty$, а K_{min} при $x_{II}=0$.

Из приведенного ниже анализа корректирующих цепей с одним реактивным двухполюсником видно, что уравнения комплексных коэффициентов передачи можно привести к следующим двум видам:

для цепей первого типа

$$\tilde{K}=\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}=K_{max}\frac{1+j\dfrac{x_I}{r}}{1+jn\dfrac{x_I}{r}} \qquad \text{(II-1)}$$

и второго типа

$$\tilde{K}=\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}=K_{max}\frac{1-j\dfrac{R}{x_{II}}}{1-jn\dfrac{R}{x_{II}}}, \qquad \text{(II-2)}$$

где r и R—активные сопротивления последовательного и параллельного плеч, являющиеся параметрами рассматриваемой корректирующей цепи;

n—максимальное значение коэффициента коррекции или глубина коррекции, определяющаяся выражением

$$n = \frac{K_{max}}{K_{min}} = 1 + \frac{r}{R}. \qquad \text{(II-3)}$$

Уравнения (II-1) и (II-2) соответствуют частотно-эквивалентным схемам, изображенным на рис. 16, *а* и *б*.

Пользуясь методикой преобразования сложных корректирующих цепей с одним реактивным двухполюсником в элементарные частотно-эквивалентные схемы, можно не только создать единую стройную теорию таких цепей и производить одним простым способом расчеты сложных цепей, но и критически оценивать цепи и выбирать из них наиболее рациональные для данных конкретных условий.

Частотные и фазовые характеристики. При анализе схем корректирующих цепей с одним реактивным двухполюсником примем, что опорная частота f_0 соответствует частоте минимального значения коэффициента передачи. Из рис. 16, *а* видно, что при f_0 реактивные сопротивления должны быть $|x_I| = \infty$, а $x_{II} = 0$.

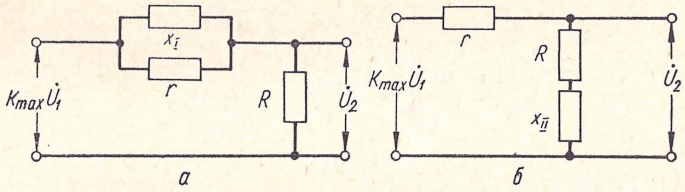


Рис. 16. Частотно-эквивалентные схемы корректирующих цепей с одним реактивным двухполюсником:
а — в последовательном плече; *б* — в параллельном плече.

Комплексный коэффициент коррекции для схемы с двухполюсником в последовательном плече делителя (рис. 16, *а*) описывается уравнением

$$\tilde{m} = me^{j\varphi} = \frac{K}{K_{min}} = n\,\frac{1 + j\dfrac{x_I}{r}}{1 + jn\dfrac{x_I}{r}}, \qquad \text{(II-4)}$$

где m—модуль коэффициента коррекции;

$$m = n\sqrt{\frac{1+\left(\frac{x_{\text{I}}}{r}\right)^2}{1+\left(n\frac{x_{\text{I}}}{r}\right)^2}}; \qquad \text{(II-5)}$$

φ—аргумент (фазовый угол между $\dot{U}_2$ и $\dot{U}_1$),

$$\varphi = -\operatorname{arc\,tg}\frac{(n-1)\frac{x_{\text{I}}}{r}}{1+n\left(\frac{x_{\text{I}}}{r}\right)^2}. \qquad \text{(II-6)}$$

Очевидно, что $m_{x_{\text{I}}=0} = m_{\max} = n$ и $m_{x_{\text{I}}=\infty} = m_{\min} = 1$.

Для частотно-эквивалентной схемы с двухполюсником x_{II}, включенным в параллельном плече делителя (рис. 16, *б*), комплексный коэффициент коррекции

$$\tilde{m} = me^{j\varphi} = \frac{\tilde{K}}{K_{\min}} = n\frac{1-j\frac{R}{x_{\text{II}}}}{1-jn\frac{R}{x_{\text{II}}}}, \qquad \text{(II-7)}$$

модуль коэффициента коррекции

$$m = n\sqrt{\frac{1+\left(\frac{R}{x_{\text{II}}}\right)^2}{1+\left(n\frac{R}{x_{\text{II}}}\right)^2}} \qquad \text{(II-8)}$$

и аргумент

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{(n-1)\frac{R}{x_{\text{II}}}}{1+n\left(\frac{R}{x_{\text{II}}}\right)^2}. \qquad \text{(II-9)}$$

Очевидно, что $m_{x_{\text{II}}=\infty} = m_{\max} = n$ и $m_{x_{\text{II}}=0} = m_{\min} = 1$.

Условия тождественности частотных свойств. Если имеются две корректирующих цепи A и B с реактивными двухполюсниками соответственно x_{IA} и x_{IIB}, то

первым условием их тождественности является одинаковая глубина коррекции $n=1+\frac{r_A}{R_A}=1+\frac{r_B}{R_B}$.

Для определения второго условия приравняем правые части уравнений (II-4) и (II-7):

$$\frac{1+j\frac{x_{IA}}{r_A}}{1+jn\frac{x_{IA}}{r_A}}=\frac{1-j\frac{R_B}{x_{IIB}}}{1-jn\frac{R_B}{x_{IIB}}}.$$

Из равенства видно, что $\frac{x_{IA}}{r_A}=-\frac{R_B}{x_{IIB}}$ или $-x_{IA}\,x_{IIB}=r_A\,R_B$. Но известно, что $n-1=\frac{r_A}{R_A}=\frac{r_B}{R_B}$, поэтому

$$-x_{IA}\,x_{IIB}=r_A\,R_B=r_B\,R_A. \qquad \text{(II-10)}$$

Таким образом, частотные свойства обеих частотно-эквивалентных схем тождественны, если реактивные двухполюсники x_{IA} и x_{IIB} взаимообратны по отношению один к другому и к среднему геометрическому от r_A и R_B или r_B и R_A, т. е. к $\sqrt{r_A R_B}$ или $\sqrt{r_B R_A}$.

Условие полной взаимной коррекции. На практике часто необходимо перед одним из звеньев канала включать предыскажающую корректирующую цепь, создающую специальную форму кривой частотной характеристики. После указанного звена включается восстанавливающая корректирующая цепь с частотной характеристикой по форме обратной предыскажающей. При этом наблюдается полная взаимная коррекция частотных характеристик предыскажающей и восстанавливающей цепей.

Если применяются две корректирующие цепи A и B с одним реактивным двухполюсником, то для полной коррекции необходимо, чтобы $n_A=n_B=n$ и

$$\tilde{m}_A\,\tilde{m}_B=n. \qquad \text{(II-11)}$$

При решении этой задачи возможны три случая включения цепей:

1. Корректирующие цепи A и B собраны по схеме с реактивным двухполюсником в последовательном плече

(рис. 16, *а*). Учитывая уравнения (II-4) и (II-11), получим, что при полной коррекции

$$-x_{1A}x_{1B} = \frac{r_A r_B}{n}, \qquad \text{(II-12)}$$

т. е. реактивные двухполюсники x_{1A} и x_{1B} должны быть взаимообратны по отношению один к другому и к $\sqrt{\frac{r_A r_B}{n}}$.

2. Корректирующие цепи A и B собраны по схеме с реактивным двухполюсником в параллельном плече (рис. 16, *б*). Принимая во внимание уравнения (II-7) и (II-11), получаем условие полной коррекции, аналогичное (II-12),

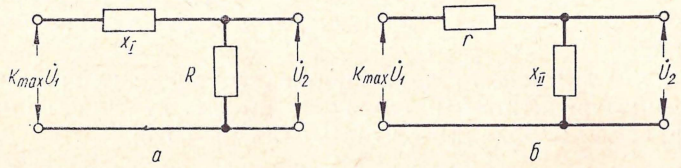
$$-x_{IIA}x_{IIB} = nR_A R_B. \qquad \text{(II-13)}$$

3. Корректирующая цепь A имеет схему с реактивным двухполюсником в последовательном плече, а цепь B — в параллельном. Тогда, на основании уравнений (II-4), (II-7) и (II-11) полная коррекция будет при

$$x_{1A} = \frac{r_A}{nR_B} x_{IIB}. \qquad \text{(II-14)}$$

В данном случае реактивный двухполюсник x_{1A} должен быть эквивалентен x_{IIB} с точностью до постоянного множителя $\frac{r_A}{nR_B}$.

Реактивно-активные делители. Простейшие корректирующие цепи представляют собой делители напряже-



а *б*

Рис. 17. Схемы делителей напряжения с реактивным двухполюсником и активным сопротивлением.

ния, одно плечо которых является активным сопротивлением, а другое—реактивным (рис. 17). Такие цепи—это частный случай частотно-эквивалентных схем, представ-

ленных на рис. 16. Если в схеме на рис. 16, *а* $r_1 = \infty$, то получится схема, изображенная на рис. 17, *а* и если в схеме на рис. 16, *б* $R = 0$, то получится схема, представленная на рис. 17, *б*. Для схем реактивно-активных делителей глубина коррекции $n = \infty$.

Для схемы на рис. 17, *а* комплексный коэффициент передачи

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{K_{max}}{1 + j\frac{x_I}{R}} = Ke^{j\varphi}, \qquad \text{(II-15)}$$

где K—модуль коэффициента передачи,

$$K = \frac{K_{max}}{\sqrt{1 + \left(\frac{x_I}{R}\right)^2}}; \qquad \text{(II-16)}$$

φ—аргумент (фазовый угол между $\dot{U}_2$ и $\dot{U}_1$),

$$\varphi = -\operatorname{arc\,tg}\frac{x_I}{R}. \qquad \text{(II-17)}$$

Для схемы рис. 17, *б* комплексный коэффициент передачи

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{K_{max}}{1 - j\frac{r}{x_{II}}} = Ke^{j\varphi}, \qquad \text{(II-18)}$$

где

$$K = \frac{K_{max}}{\sqrt{1 + \left(\frac{r}{x_{II}}\right)^2}}; \qquad \text{(II-19)}$$

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{r}{x_{II}}. \qquad \text{(II-20)}$$

Из уравнений (II-15) и (II-18) следует, что корректирующие цепи A и B, собранные по схемам на

рис. 17, *а* и соответственно на рис. 17, *б*, будут иметь одинаковые частотные свойства при условии, что $\frac{x_{IA}}{R_A} = -\frac{r_B}{x_{IIB}}$, т. е. если

$$-x_{IA}\,x_{IIB} = r_B\,R_A\,. \qquad \text{(II-10а)}$$

Схемы с реактивно-активными делителями напряжения рассчитываются, исходя из того, что при определенной частоте, величину которой можно принять, отношение $\frac{|x_I|}{R} = 1$ (рис. 17, *а*) или $\frac{r}{|x_{II}|} = 1$ (рис. 17, *б*). Тогда, как это следует из уравнений (II-16) или (II-19), коэффициент передачи уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, т. е. на 3 *дб*.

§ 5. СТУПЕНЧАТЫЕ ЦЕПИ

Частотные характеристики. Ступенчатые цепи — схемы корректирующих цепей с одноэлементным реактивным двухполюсником. Для получения ступенчатой цепи в любую из схем на рис. 16 нужно вместо двухполюсника x_I или x_{II} включить емкость C или индуктивность L

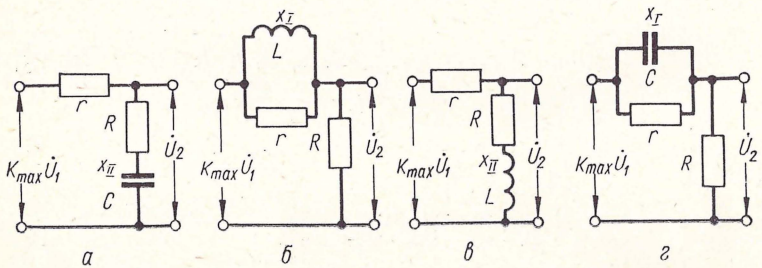


Рис. 18. Частотно-эквивалентные схемы ступенчатых цепей.

(рис. 18). Частотная характеристика ступенчатых цепей по своей форме напоминает закругленную ступеньку (рис. 19).

Схемы на рис. 18, *а* и 18, *б* условимся называть частотно-эквивалентными схемами ступенчатых цепей с по-

вышением уровня низких частот (рис. 19, *а*), а схемы на рис. 18, *в* и 18, *г* — частотно-эквивалентными схемами ступенчатых цепей с повышением уровня высоких частот (рис. 19, *б*).

Комплексный коэффициент коррекции и фазовый угол для цепей с повышением уровня низких частот описываются уравнениями:

$$\tilde{m} = \frac{\tilde{K}}{K_{\min}} = n\,\frac{1 + j\nu}{1 + jn\nu} = me^{j\varphi}; \qquad \text{(II-21)}$$

$$\varphi = -\operatorname{arc\,tg}\frac{(n-1)\nu}{1 + n\nu^2}, \qquad \text{(II-22)}$$

где n—глубина коррекции, определяющаяся формулой (II-3),

$$n = \frac{K_{\max}}{K_{\min}} = 1 + \frac{r}{R};$$

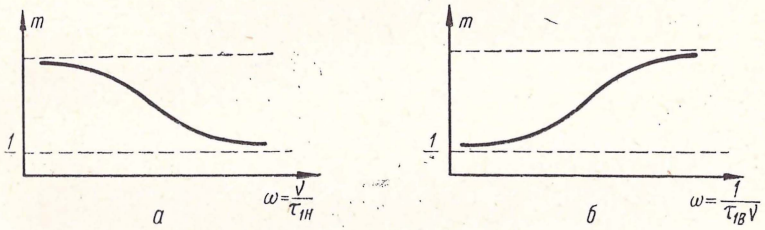


Рис. 19. Частотные характеристики ступенчатых цепей с повышением уровня частот:
а — низких; *б* — высоких.

ν—относительная или безразмерная частота,

$$\nu = \tau_{1н}\omega; \qquad \text{(II-23)}$$

$\tau_{1н}$—постоянная времени плеча делителя напряжения, в котором включена индуктивность или емкость. Для схем, представленных на рис. 18, *а* и *б*, соответственно

$$\tau_{1н} = RC; \qquad \text{(II-24)}$$

$$\tau_{1н} = \frac{L}{r}. \qquad \text{(II-25)}$$

Комплексный коэффициент коррекции и фазовый угол для цепей с повышением уровня высоких частот описываются другими уравнениями:

$$\tilde{m} = \frac{\tilde{K}}{K_{\min}} = n\,\frac{1 - j\nu}{1 - jn\nu} = me^{j\varphi}; \qquad \text{(II-26)}$$

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{(n-1)\nu}{1 + n\nu^2}, \qquad \text{(II-27)}$$

где ν—относительная частота,

$$\nu = \frac{1}{\tau_{1B}\,\omega}; \qquad \text{(II-28)}$$

τ_{1B}—постоянная времени плеча делителя напряжения. Для схем, изображенных на рис. 18, *в* и 18, *г*, соответственно

$$\tau_{1B} = \frac{L}{R}; \qquad \text{(II-29)}$$

$$\tau_{1B} = rC. \qquad \text{(II-30)}$$

При принятых обозначениях модули коэффициентов коррекции для всех четырех схем ступенчатых цепей (рис. 18) описываются одним обобщенным уравнением

$$m = n\sqrt{\frac{1 + \nu^2}{1 + n^2\nu^2}}, \qquad \text{(II-31)}$$

что разрешает анализировать частотные свойства цепей с повышением уровней низких и высоких частот одним методом.

Типичные точки обобщенной частотной характеристики. При расчете элементов ступенчатых цепей удобно пользоваться тремя типичными точками характеристики. Обобщенное уравнение частотной характеристики ступенчатых цепей, выраженное в децибелах, записывается так:

$$m_{дб} = 20\lg m = 10\lg\left(n^2\,\frac{1 + \nu^2}{1 + n^2\nu^2}\right). \qquad \text{(II-32)}$$

Предельные значения $m_{дб}$ имеет при $\nu = 0$

$$m_{дб} = m_{\max дб} = 20\lg n \qquad \text{(II-33)}$$

и при $\nu = \infty$

$$m_{дб} = m_{\min дб} = 0. \qquad \text{(II-34)}$$

Центральная точка *Ц*, при которой подъем кривой равен половине максимального значения (рис. 20) —

$$m_{Ц\,дб} = \frac{m_{\max дб}}{2} = 10\lg n, \qquad \text{(II-35)}$$

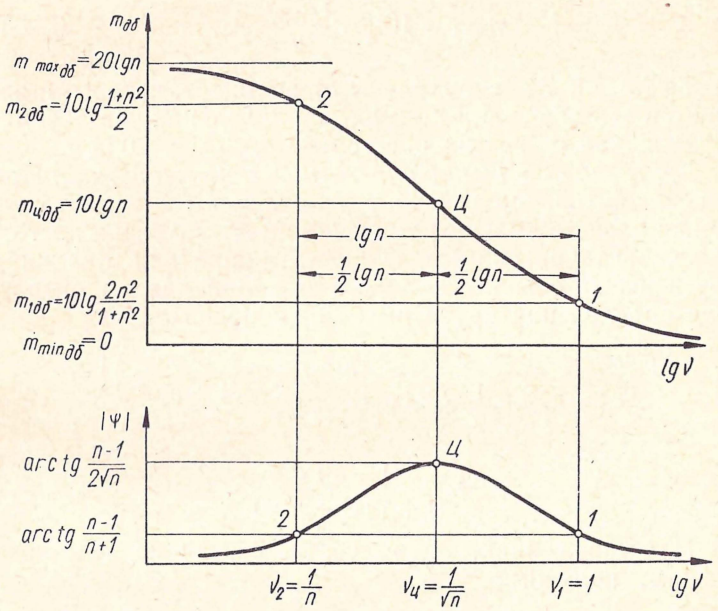


Рис. 20. Обобщенные частотная и фазовая характеристики ступенчатых цепей: *1*, *Ц*, *2* — типичные точки.

имеет абсциссу $\nu_Ц$. Приравняв правые части уравнений (II-32) и (II-35), находим, что

$$\nu_Ц = \frac{1}{\sqrt{n}}. \qquad \text{(II-36)}$$

Следующей типичной точкой кривой является точка

1, абсцисса которой $\nu_1 = 1$ $\left(\text{или } \omega_1 = \frac{1}{\tau_1}\right)$. Из уравнения (II-32) вытекает, что

$$m_{1\partial\delta} = 10\lg \frac{2n^2}{1+n^2} . \qquad \text{(II-37)}$$

Последняя типичная точка *2* имеет абсциссу $\nu_2 = \frac{1}{n}$. При подстановке значения ν_2 в уравнение (II-32), получим

$$m_{2\partial\delta} = 10\lg \frac{1+n^2}{2} . \qquad \text{(II-38)}$$

Точки *1* и *2* равноудалены от асимптот, которыми являются ось абсцисс и прямая, параллельная оси абсцисс и удаленная от нее на расстояние $m_{\max \partial\delta} = 20 \lg n$.

Крутизна обобщенной частотной характеристики. При оценке той или другой корректирующей схемы, а также при ее расчете большое значение имеет крутизна частотной характеристики коэффициента коррекции. Величину крутизны D обычно измеряют в децибелах на октаву. Для определения крутизны найдем производную

$$\frac{dm_{\partial\delta}}{d\lg\nu} = \frac{d}{d\left(\frac{1}{2}\lg\nu^2\right)}\left[10\lg\left(n^2\frac{1+\nu^2}{1+n^2\nu^2}\right)\right] =$$

$$= 20\frac{(1-n^2)\nu^2}{(1+\nu^2)(1+n^2\nu^2)} .$$

Подставив значения ν, соответствующие типичным точкам, получим

$$\left.\frac{dm_{\partial\delta}}{d\lg\nu}\right|_{\nu_1=1} = \left.\frac{dm_{\partial\delta}}{d\lg\nu}\right|_{\nu_2=\frac{1}{n}} = -10\frac{n^2-1}{n^2+1} \qquad \text{(II-39)}$$

и

$$\left.\frac{dm_{\partial\delta}}{d\lg\nu}\right|_{\nu_Ц=\frac{1}{\sqrt{n}}} = -20\frac{n-1}{n+1} . \qquad \text{(II-39 а)}$$

Выражение (II-39) показывает, что касательные к кривой частотной характеристики в точках, имеющих абсциссы ν_1 и ν_2, параллельны.

Для определения крутизны частотной характеристики в децибелах на октаву в любой точке кривой $A(\lg \nu_A, m_{A\,дб})$ составим уравнение прямой, касающейся кривой в точке A:

$$z - m_{A\,дб} = \left.\frac{dm_{дб}}{d\lg\nu}\right|_{\nu=\nu_A} (\lg\nu - \lg\nu_A),$$

или

$$z = \left.\frac{dm_{дб}}{d\lg\nu}\right|_{\nu=\nu_A} \lg\frac{\nu}{\nu_A} + m_{A\,дб}. \qquad \text{(II-40)}$$

Очевидно, что D_A *дб/окт* выразится следующим уравнением:

$$D_A = |z_{\nu=2\nu_A} - m_{A\,дб}| = \left|\left.\frac{dm_{дб}}{d\lg\nu}\right|_{\nu=\nu_A}\right| \lg 2.$$

Таким образом, крутизна любой точки кривой

$$D \approx 0{,}3010 \left|\frac{dm_{дб}}{d\lg\nu}\right|.$$

Если подставить в последнее выражение значение производной $\frac{dm_{дб}}{d\lg\nu}$, то найдем приближенную формулу для определения крутизны в децибелах на октаву:

$$D \approx 6\,\frac{(n^2-1)\nu^2}{(1+\nu^2)(1+n^2\nu^2)}. \qquad \text{(II-41)}$$

Принимая во внимание выражения (II-39) и (II-39а), получим значения крутизны в типичных точках.

$$D_1 = D_2 \approx 3\,\frac{n^2-1}{n^2+1} \qquad \text{(II-42)}$$

и

$$D_Ц \approx 6\,\frac{n-1}{n+1}. \qquad \text{(II-42 а)}$$

Определим значение относительной частоты, при котором частотная характеристика имеет максимальную

крутизну. Для этого нужно взять производную от выражения (II-41) по ν:

$$\frac{dD}{d\nu} = 6(n^2-1)\,\frac{2\nu(1+\nu^2)(1+n^2\nu^2) - \nu^2[2\nu(1+n^2)+4n^2\nu^3]}{[(1+\nu^2)(1+n^2\nu^2)]^2}.$$

Приравняв числитель нулю, после сокращений получим уравнение

$$1 - n^2\nu_m^4 = 0,$$

откуда

$$\nu_m = \frac{1}{\sqrt{n}} = \nu_{Ц}. \qquad \text{(II-43)}$$

Из этого уравнения видно, что максимальная крутизна частотной характеристики наблюдается при относительной частоте $\nu_{Ц}$, равной $\frac{1}{\sqrt{n}}$, т. е. частоте, при которой подъем имеет половинную величину от максимального $m_{\max дб}$ (рис. 20). Точка $Ц(\lg\nu_{Ц}, m_{Ц\,дб})$ является точкой перегиба кривой $m_{дб}$ $(\lg\nu)$. Величину же максимальной крутизны при данном значении параметра n можно определить по формуле (II-42а), откуда следует, что величина $D_{Ц}$ является функцией только параметра n, причем предельное значение функции

$$D_{Ц\max} = 6\ дб/окт.$$
$$n = \infty$$

Таким образом, максимально возможная крутизна $D_{Ц}$ одного звена ступенчатой цепи всегда меньше 6 *дб/окт*. Следует также отметить, что отношение $\frac{D}{D_{1,2}} \leqslant 2$.

Существенное значение имеет еще одно свойство частотной характеристики, построенной в логарифмическом масштабе. Если начало координат перенести в точку $Ц(\lg\nu_{Ц}, m_{Ц\,дб})$, то данная функция является нечетной. Действительно, из рис. 21 следует, что

$$y_{\frac{1}{a}} = m_{дб}(\nu)\Big|_{\nu_{II}=\frac{1}{a\sqrt{n}}} - m_{Ц\,дб},$$

где $a>1$. Или, если подставить в уравнение (II-31) значение $\nu=\frac{1}{a\sqrt{n}}$ и учесть выражение (II-35), то получим

$$y_{\frac{1}{a}}=10\lg\frac{1+na^2}{a^2+n}\ .$$

В то же время

$$y_a=m_{\partial\delta}(\nu)\Big|_{\nu_I=\frac{a}{\sqrt{n}}}-m_{Ц\,\partial\delta}\ ,$$

или, после аналогичных подстановок соответствующих значений ν,

$$-y_a=10\lg\frac{1+na^2}{a^2+n}\ .$$

Следовательно, теорема доказана, так как

$$y_{\frac{1}{a}}=-y_a\ .$$

Отсюда также можно сделать вывод, что $D\left(\lg\frac{\nu}{\nu_Ц}\right)$ является четной функцией. Используя указанные свойства обобщенной цепи, можно значительно ускорить вычисление частотной характеристики, так как требуется вдвое меньше точек.

При коррекции, выполняемой несколькими звеньями ступенчатых цепей, необходимо знать абсциссы функции $D(1g\nu)$, имеющей крутизну

$$D_c=\frac{D_Ц}{2}\ .$$

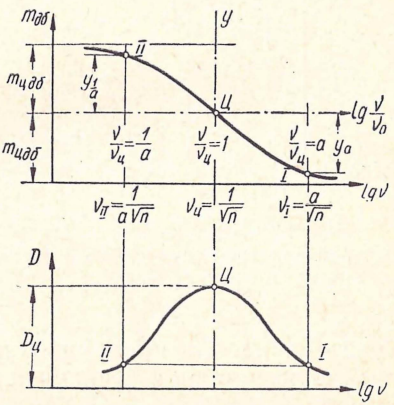


Рис. 21. Частотные характеристики ступенчатой цепи и крутизны $D(\nu)$.

Так как функция $D\left(\lg\frac{\nu}{\nu_Ц}\right)$ является четной, то

должны быть два решения $\nu_{\frac{1}{c}}$ и ν_c, связанных между собой следующей зависимостью:

$$\nu_{\frac{1}{c}}\,\nu_c = \nu_Ц^2 = \frac{1}{n}\,. \qquad \text{(II-44)}$$

Найти $\nu_{\frac{1}{c}}$ и ν_c можно с помощью биквадратного уравнения по ν, составленного из выражений (II-41) и (II-42а) с учетом того, что $D_c = \frac{D_Ц}{2}$, корнями которого будут

$$\nu^2_{\frac{1}{c},\,c} = \frac{(1+n^2)+2n \pm (1+n)\sqrt{(1+n)^2+4n}}{2n^2}\,. \qquad \text{(II-45)}$$

Например, при $n=9$ $\nu_{\frac{1}{c}} = 0{,}0924$, а $\nu_c = 1{,}203$.

Условная ширина полосы ступеньки. Иногда при расчете коррекции, выполняемой ступенчатыми цепями, удобно пользоваться идеализированной частотной характеристикой, представляемой в виде трех отрезков прямых (рис. 22): двух асимптот и касательной к реальной кривой, которая проведена через центральную точку $Ц$ (точку перегиба кривой). Относительную ширину наклонного участка идеализированной характеристики, условно названную шириной ступеньки, можно определить по формуле

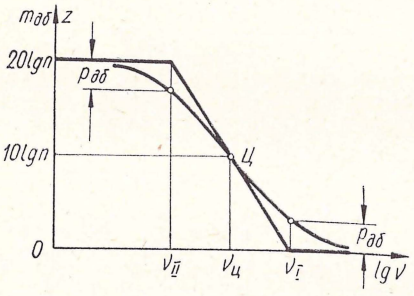


Рис. 22. Идеализация частотной характеристики ступенчатой цепи отрезками трех прямых.

$$П = \left| \frac{\nu_{II} - \nu_I}{\nu_Ц} \right|, \qquad \text{(II-46)}$$

где ν_I и ν_{II} —относительные частоты — абсциссы точек пересечения касательной с асимптотами.

При описанной идеализации заметная ошибка не возникает, так как $p_{дб}$ — максимально возможное отклонение идеализированной характеристики от реальной, которое наблюдалось бы при $n \to \infty$, сравнительно невелико и равно 3 *дб* (рис. 22).

Выразим условную полосу ступеньки П посредством глубины коррекции n. Выше было приведено уравнение касательной (II-40), проходящей через точку A на кривой. Учитывая, что касательная, определяющая полосу ступеньки, должна проходить через точку с координатами $\lg \nu_A = \lg \nu_Ц = \lg \frac{1}{\sqrt{n}}$ и $m_{A\,дб} = m_{Ц\,дб} = 10 \lg n$, после подстановки в уравнение (II-40) выражения (II-39а), найдем ее уравнение

$$z = -20 \frac{n-1}{n+1} \lg (\sqrt{n}\, \nu) + 10 \lg n. \qquad \text{(II-47)}$$

Из рис. 22 следует, что при $\nu = \nu_{II}$ $z = 20 \lg n$, поэтому

$$\frac{n-1}{n+1} \lg (n \nu_{II}^2) + \lg n = 0,$$

откуда

$$\nu_{II} = n^{-\frac{n}{n-1}}. \qquad \text{(II-48)}$$

При $\nu = \nu_I$ $z = 0$. Подставляя это значение z в выражение (II-47), найдем, что

$$\nu_I = n^{\frac{1}{n-1}}. \qquad \text{(II-48 а)}$$

Величину $p_{дб}$ (рис. 22) можно определить, если в уравнение (II-32) подставить значение ν_I:

$$p_{дб} = 10 \lg \left(n^2 \frac{1 + \nu_I^2}{1 + n^2 \nu_I^2} \right) = 10 \lg \frac{n^2 + n^{\frac{2n}{n-1}}}{1 + n^{\frac{2n}{n-1}}}. \qquad \text{(II-49)}$$

При изменении n в пределах от 1 до ∞ величина $p_{дб}$ изменяется от 0 до 3 *дб* (рис. 23).

Подставляя выражение (II-48) и (II-48а) в уравнение (II-46), а также учитывая, что $\nu_I \nu_{II} = \nu_Ц^2$, получим

$$П = \left| \frac{\nu_{II} - \nu_I}{\nu_Ц} \right| = T - \frac{1}{T}, \qquad \text{(II-46 а)}$$

где

$$T = n^{\frac{n+1}{2(n-1)}}. \qquad \text{(II-50)}$$

Для ступенчатых цепей с повышением уровня низких частот

$$f_{\text{I}} - Tf_{\text{Ц}} \quad \text{и} \quad f_{\text{II}} = \frac{1}{T} f_{\text{Ц}}, \qquad \text{(II-51)}$$

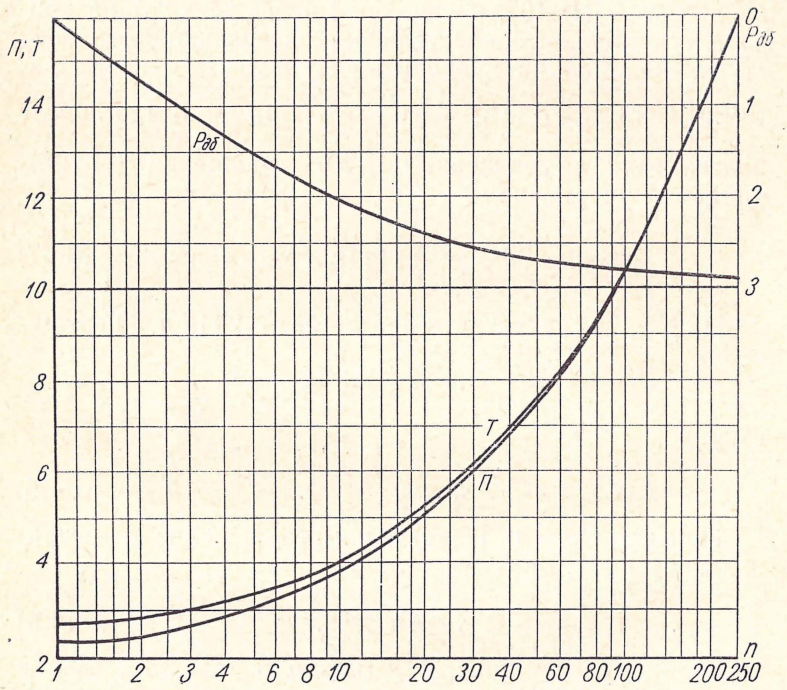


Рис. 23. Графики для определения условной ширины ступеньки $П(n) = T - \frac{1}{T}$, коэффициента T и максимального отклонения реальной частотной характеристики ступенчатой цепи от идеализированной $p_{дб}$ в зависимости от глубины коррекции.

для цепей с повышением уровня высоких частот

$$f_{\text{I}} = \frac{f_{\text{Ц}}}{T} \quad \text{и} \quad f_{\text{II}} = Tf_{\text{Ц}}. \qquad \text{(II-52)}$$

На рис. 23 представлены графики зависимости $П$, T и $p_{дб}$ от параметра n.

Расчет ступенчатых цепей. Наиболее часто необходимы корректирующие цепи с относительно плавным подъемом частотной характеристики в области высоких или низких частот, с увеличивающейся крутизной подъема по мере приближения к граничной высокой $f_в$ или низкой $f_н$ частоте рабочего диапазона. Если требуемая максимальная крутизна подъема на граничной частоте не превышает 6 *дб/окт,* то коррекция достигается проще всего одним звеном ступенчатой цепи. При более крутых подъемах приходится применять несколько звеньев ступенчатых цепей, или другие схемы, например одну из резонансных цепей, описанных в § 6.

Частотная характеристика ступенчатой цепи, как это следует из выражений (II-32), (II-23) и (II-28), определяется двумя параметрами. Первый параметр — глубина коррекции $n=1+\frac{r}{R}$, от величины которой зависит «высота ступеньки» кривой частотной характеристики; второй — постоянная времени τ_1, определяющая «место ступеньки» на оси частот. Поэтому при расчете ступенчатой цепи определяется величина глубины коррекции n и соответствующая постоянная времени $\tau_{1н}$ или $\tau_{1в}$.

Расчет обычных частотных коррекций. Для расчета коррекций с помощью ступенчатых цепей можно предложить несколько способов. Рассмотрим два наиболее простых, но дающих хорошие результаты.

Первый способ. При расчете коррекции в области высоких частот на заданной частотной характеристике корректируемого звена $y_{дб}(f)$ находим значение $y_{в\,дб}$, соответствующее верхней граничной частоте $f_в$ а также частоту $f_{ц1}$, на которой спад равен $\frac{1}{2}\,y_{в\,дб}$ (рис. 24). Полагая, что $m_{1\,max}=\frac{1}{y_в}=M_в$, определяем глубину коррекции по формуле

$$n=M_в, \qquad \text{(II-53)}$$

вытекающей из выражения (II-33). Тут $M_в$ — коэффициент частотных искажений на верхней граничной частоте.

Затем вычисляем постоянную времени $\tau_{1в}$. Приравняв правые части выражений (II-36) и (II-28), находим, что

$$\tau_{1в} = \frac{\sqrt{n}}{\omega_{ц\,I}} = \frac{\sqrt{n}}{2\pi f_{ц\,I}} . \qquad \text{(II-54)}$$

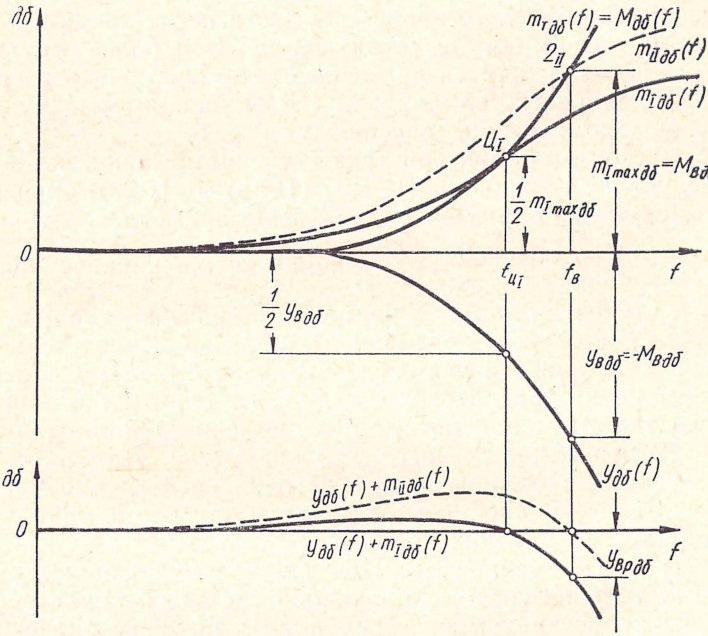


Рис. 24. Коррекции спада на высоких частотах, выполненные двумя способами с помощью ступенчатой цепи (сплошная и штриховая кривые).

Обычно бывает известна величина одного из активных сопротивлений ступенчатой цепи. Из формулы (II-3) вычисляем второе сопротивление. Затем находим емкость или индуктивность схемы по формулам

$$C = \frac{\tau_{1в}}{r} ; \qquad \text{(II-55)}$$

$$L = R\,\tau_{1в} , \qquad \text{(II-56)}$$

выведенным из (II-30) или (II-29).

Аналогично рассчитываются элементы ступенчатой цепи для коррекции низких частот. В этом случае

$$n = M_{\text{н}}; \qquad \text{(II-53 а)}$$

$$\tau_{1\text{н}} = \frac{1}{\sqrt{n}\,\omega_{Ц1}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{n}\,f_{Ц1}}. \qquad \text{(II-57)}$$

Остальные параметры определяются с помощью формулы (II-3). Емкость или индуктивность находят по формулам

$$C = \frac{\tau_{1\text{н}}}{R}; \qquad \text{(II-58)}$$

$$L = r\tau_{1\text{н}}, \qquad \text{(II-59)}$$

выведенным из (II-24) или (II-25).

Из примера, приведенного на рис. 24, вытекает, что при наиболее часто встречающихся на практике формах корректируемых характеристик [кривая $y_{дб}(f)$] описанный способ расчета не обеспечивает у результирующей частотной характеристики $y_{\text{в. р}\,дб} = 0$. В тех случаях, когда на граничной частоте крутизна корректируемого спада характеристики не превосходит 6 *дб/окт,* точность коррекции может быть несколько повышена, если при расчете условно принять, что граничная частота лежит за пределами заданного рабочего диапазона. Другими словами, при расчете ступенчатой цепи с повышением уровня высоких частот полагают, что верхняя граничная частота равна не $f_{\text{в}}$, а $f'_{\text{в}} = (1{,}3 \div 1{,}7) f_{\text{в}}$. При расчете же ступенчатой цепи с повышением уровня низких частот полагают, что $f_{\text{н}} = (1{,}5 \div 2) f'_{\text{н}}$. Следовательно, чем в большей мере условная граничная частота отличается от граничной, тем больше расчетная глубина коррекции n и потери при передаче сигнала, так как цепь будет корректировать и за пределами рабочего диапазона.

Второй способ (рис. 24, штриховые кривые). При расчете цепи с повышением уровня высоких частот полагаем, что ступенчатая цепь должна создать на верхней граничной частоте подъем, соответствующий второй типичной точке обобщенной характеристики (рис. 20 и 24, точка 2_{II}). Этот подъем приравниваем требуемому подъему $m_{\text{т. в}\,дб} = M_{\text{в}\,дб}$, т. е. коэффициенту ча-

стотных искажений корректируемого звена на верхней граничной частоте. Тогда, принимая во внимание выражение (II-38), получаем уравнение

$$M_{в\,дб} = 10\lg \frac{1+n^2}{2}\,, \qquad \text{(II-60)}$$

из которого определяем необходимую глубину коррекции

$$n = \sqrt{2M_в^2 - 1}\,. \qquad \text{(II-61)}$$

Далее вычисляем постоянную времени $\tau_{1в}$. Для этого учитываем, что $\nu_2 = \frac{1}{n}$ и что ранее было принято $\nu_2 = \frac{1}{\tau_{1в}\,\omega_в}$. Тогда

$$\tau_{1в} = \frac{n}{\omega_в} = \frac{n}{2\pi f_в}\,. \qquad \text{(II-62)}$$

Данные элементов ступенчатой цепи определяются с помощью формул (II-3), (II-55) и (II-56).

При втором способе расчета $y_{в.р\,дб} = 0$, но в пределах рабочего диапазона результирующая частотная характеристика обычно имеет широкий пик. Непроизводительные потери коэффициента передачи (рис. 20) невелики и составляют $10\lg\frac{1+n^2}{2n^2}$ (их предельное значение при $n=\infty$ равно 3 *дб*).

При расчете вторым способом ступенчатой цепи с повышением уровня низких частот необходимая глубина коррекции

$$n = \sqrt{2M_н^2 - 1}\,, \qquad \text{(II-61 а)}$$

постоянная времени

$$\tau_{1н} = \frac{1}{n\,\omega_н} = \frac{1}{2\pi\, n f_н}\,, \qquad \text{(II-63)}$$

а данные элементов ступенчатой цепи определяются с помощью выражений (II-3), (II-58) и (II-59).

По приведенным формулам можно судить о выполняемой коррекции только в одной или двух точках на кри-

вой. При выборе оптимального метода расчета и наиболее подходящих исходных данных значительную помощь могут оказать семейства частотных характеристик ступенчатых цепей (рис. 25). По этим же характеристикам можно проследить корректирующие возможности ступенчатых цепей на всем участке частотного диапазона, где должна выполняться коррекция.

Такими же методами рассчитываются не только простейшие пассивные ступенчатые цепи, но и более сложные (выравнивающие четырехполюсники, регуляторы тембра), а также активные цепи (ламповые и транзисторные).

Расчет ступенчатой цепи, выполняющей основную коррекцию при воспроизведении магнитных фонограмм. Частотная характеристика стандартного канала воспроизведения магнитных фонограмм описывается уравнением (I-10)

$$m_z = \frac{\sqrt{1 + (\tau\omega)^2}}{\tau\omega},$$

где τ—стандартизированная для данной скорости ленты постоянная времени. С помощью ступенчатой цепи в значительной части диапазона частот можно получить характеристику, очень близкую по форме характеристике $m_z(\omega)$. Запишем уравнение (II-31) ступенчатой цепи в следующем виде:

$$m = \sqrt{\frac{1 + \nu^2}{\frac{1}{n^2} + \nu^2}}.$$

Для относительных частот $\nu^2 \gg \frac{1}{n^2}$ это уравнение можно приближенно записать так:

$$m \approx \frac{\sqrt{1 + \nu^2}}{\nu}. \qquad \text{(II-31 а)}$$

Сопоставляя уравнения (I-10) и (II-31а), видим, что $\tau\omega$ соответствует ν. Относительная же частота для ступенчатых цепей с повышением уровня низких частот $\nu = \tau_{1н}\omega$. Отсюда вытекает, что для выполнения кор-

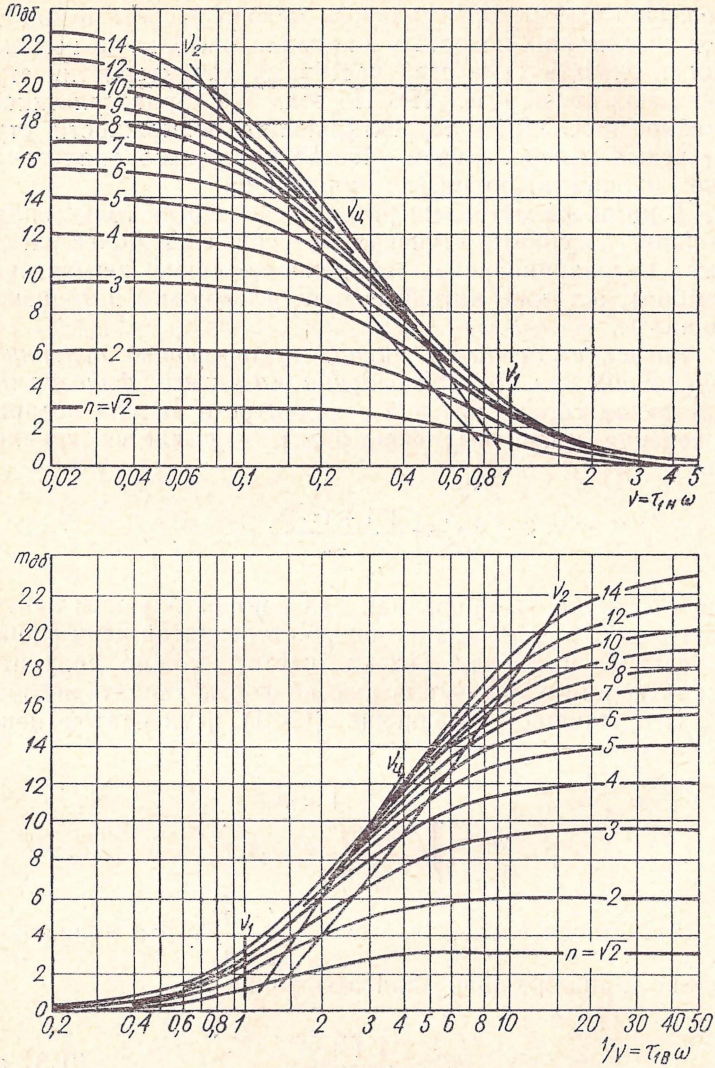


Рис. 25. Семейства частотных характеристик ступенчатых цепей с повышением уровней низких и высоких частот.

рекции постоянные времени должны быть между собой равны, т. е.

$$\tau_{1н} = \tau . \qquad \text{(II-64)}$$

Таким образом, если выбрана схема ступенчатой цепи с емкостью, то, как это следует из (II-24),

$$C = \frac{\tau}{R} . \qquad \text{(II-65)}$$

Необходимую глубину коррекции n вычислим,

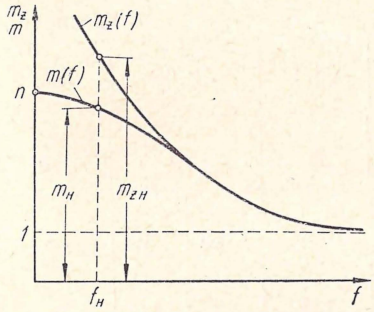


Рис. 26. Основная коррекция в канале воспроизведения магнитной записи с помощью ступенчатой цепи:
$m_z(f)$ — частотная характеристика стандартного канала воспроизведения; $m(f)$ — характеристика корректирующей ступенчатой цепи.

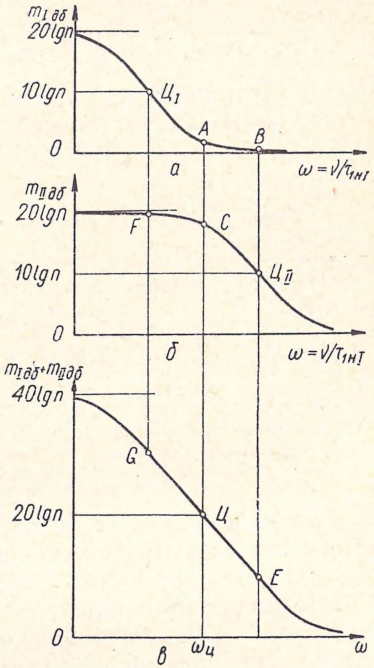


Рис. 27. Принцип получения широкой ступеньки.

исходя из допустимого коэффициента отклонения, определяющего «недокоррекцию» на частоте $f_н$ (рис. 26):

$$M_н = \frac{m_{z\,н}}{m_н} . \qquad \text{(II-66)}$$

Подставив в выражение (II-66) значения $m_{z\,н}$ и $m_н$, а также учитывая равенство (II-64) и то, что $\nu_н = \tau_{1н}\,\omega_н$, получим уравнение

$$M_н = \frac{\sqrt{1 + (n\,\tau\omega_н)^2}}{n\,\tau\omega_н} , \qquad \text{(II-66 а)}$$

решение которого

$$n = \frac{1}{\tau\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1}}. \qquad \text{(II-67)}$$

Если принять $M_н = \sqrt{2}$ (т. е. $M_{н\,дб} \approx 3дб$), то $n = \frac{1}{\tau\omega_н}$.

В табл. 6 приведены значения n при $M_{н\,дб} = 3$ *дб* для стандартных скоростей ленты v и постоянных времени τ.

Таблица 6

Скорость ленты v, *см/сек*	38,1	19,05		9,53
Стандартная постоянная времени τ, *мксек*	35	70		140
Нижняя граничная частота $f_н$, *гц*	31,5	31,5	40	63
Необходимая глубина коррекции n при $M_{н.дб} = 3$ *дб*	144	72	57	18

Расчет широких ступенек. Для практики корректирования необходимо получение ступенек более широких, чем может обеспечить одно звено ступенчатой цепи. В этом случае приходится суммировать частотные характеристики двух или более ступенчатых цепей, имеющих одинаковое заданное максимальное значение крутизны характеристики $D_Ц$, и соответственным образом выбранные постоянные времени τ_1. Пусть, например, нужно получить частотную характеристику с повышением уровня низких частот, у которой крутизна практически одинакова в широкой полосе частот. Опыт показал, что хорошие результаты получаются, если при «сшивании» двух смежных частотных характеристик точки A и C (рис. 27), имеющие крутизну $0{,}5\,D_Ц$, совпадают по частоте.

Расчет следует вести в таком порядке. По заданному значению максимальной крутизны суммарной частотной характеристики $D_Ц$ определяют глубину коррекции одного звена ступенчатой цепи по формуле

$$n = \frac{6 + D_Ц}{6 - D_Ц}, \qquad \text{(II-68)}$$

вытекающей из выражения (II-42а).

Затем по формуле (II-45) определяют относительные частоты $\nu_{\frac{1}{c}}$ и ν_c, при которых крутизна частотной характеристики ступенчатой цепи равна $0{,}5\,D_Ц$, выбирают частоту $\omega_Ц$ (рис. 27, *в*) и вычисляют постоянные времени первой

$$\tau_{1н\,I} = \frac{\nu_{\frac{1}{c}}}{\omega_Ц} \qquad \text{(II-69)}$$

и второй

$$\tau_{1н\,II} = \frac{\nu_c}{\omega_Ц} \qquad \text{(II-69 а)}$$

ступенчатых цепей.

С учетом формул (II-32), (II-69) и (II-69а) получаем уравнение результирующей частотной характеристики

$$m_{р\,дб} = m_{I\,дб} + m_{II\,дб} =$$

$$= 10 \lg n^2 \frac{n^2 + [(1+n)^2 + 2n]\,\sigma^2 + \sigma^4}{1 + [(1+n)^2 + 2n]\,\sigma^2 + n^2\,\sigma^4}, \qquad \text{(II-70)}$$

где

$$\sigma = \frac{\omega}{\omega_Ц}.$$

Следует отметить, что крутизна в точках E и G немного больше, чем в точке $Ц$. Объясняется это тем, что $D_E = D_Ц + D_B$, а $D_G = D_Ц + D_F$, причем, $D_B = D_F \ll D_Ц$.

Из уравнения (II-70) видно, что результирующая глубина коррекции

$$n_р = \frac{m_{р\,max}}{m_{р\,min}} = n^2.$$

Данный метод может оказаться весьма полезным при очень глубоких коррекциях, требующихся в усилителях воспроизведения магнитных фонограмм (см., например, табл. 6). Действительно, если коррекция выполняется одной цепью и требуемая глубина превосходит максимальное значение коэффициента усиления каскада, в котором включена цепь, то выходное напряжение сигна-

ла в области высоких и средних частот окажется ниже входного. При этом собственные шумы последующего усилительного каскада могут заметно влиять на соотношение сигнал/шум канала. В этом случае можно значительно улучшить соотношение сигнал/шум, вводя коррекцию в двух каскадах описанным способом. Например, если требуемая глубина коррекции равна 144 (см. табл. 6), то при разделении коррекции между двумя каскадами каждый каскад должен иметь $n=12$, т. е. максимальное ослабление сигнала после первого корректирующего каскада будет не в 144 раза, а всего в 12 раз.

§ 6. ЦЕПИ С РЕЗОНАНСНЫМ ПИКОМ ИЛИ ПРОВАЛОМ

Частотные характеристики. Частотные характеристики схем, изображенных на рис. 16, имеют резонансный пик или провал в тех случаях, когда x_{I} или x_{II} являются двухэлементными реактивными двухполюсниками (последовательными или параллельными LC-контурами). Сопротивление последовательного контура

$$x=\omega L-\frac{1}{\omega C}=\rho\left(\frac{f}{f_4}-\frac{f_4}{f}\right) \qquad \text{(II-71)}$$

и параллельного

$$x=-\frac{\frac{L}{C}}{\omega L-\frac{1}{\omega C}}=\frac{\rho}{\frac{f}{f_4}-\frac{f_4}{f}}, \qquad \text{(II-72)}$$

где $\rho=\sqrt{\frac{L}{C}}$ —характеристика контура;

f_4—резонансная частота параметров LC,

$$f_4=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \qquad \text{(II-73)}$$

Комплексный коэффициент коррекции для случая, когда последовательный LC-контур включен в последовательное плечо делителя (табл. 7, схема A), находится путем подстановки в уравнение (II-4) значения x_{I}, согласно с выражением (II-71), и имеет вид

$$\tilde{m} = me^{j\varphi} = n\,\frac{1 + j\,\sigma_A}{1 + jn\,\sigma_A}\,, \qquad \text{(II-74)}$$

где σ_A —условная относительная частота для схемы A;

$$\sigma_A = \frac{\rho}{r}\left(\frac{f}{f_4} - \frac{f_4}{f}\right); \qquad \text{(II-75)}$$

m—модуль коэффициента коррекции,

$$m = n\sqrt{\frac{1 + \sigma_A^2}{1 + n^2\,\sigma_A^2}}\,, \qquad \text{(II-76)}$$

или, в децибелах,

$$m_{дб} = 10\lg\left(n^2\,\frac{1 + \sigma_A^2}{1 + n^2\,\sigma_A^2}\right); \qquad \text{(II-76 а)}$$

φ—аргумент (фазовый угол между $\dot{U}_2$ и $\dot{U}_1$), согласно (II-6)

$$\varphi = -\operatorname{arc\,tg}\frac{(n-1)\,\sigma_A}{1 + n\,\sigma_A^2}\,; \qquad \text{(II-77)}$$

n—глубина коррекции, определяющаяся формулой (II-3).

На рисунках табл. 7 показаны участки частотной характеристики, на которых наблюдается пик или провал. При расчете анализируемых схем удобно исходить из трех пар типичных точек на пике, имеющих такие же ординаты, как и у типичных точек ступенчатых цепей (рис. 20). Частоты пар типичных точек обозначены f_1 и f_7, f_2 и f_6, f_3 и f_5. Поскольку f_4 — частота резонанса параметров LC — обычно бывает задана, расчет цепи выполняется с помощью относительных частот пар типичных точек. Например, для определения пары относительных частот $\frac{f_{1,7}}{f_4}$ схемы A нужно приравнять выражение, находящееся под знаком логарифма в формуле (II-76а), и выражение на рисунке табл. 7:

$$n^2\,\frac{1 + \sigma_{A\,1,7}^2}{1 + n^2\,\sigma_{A\,1,7}^2} = \frac{2n^2}{1 + n^2}\,,$$

и, принимая во внимание, что

$$\sigma_{A\ 1,7} = \frac{x_1}{r} = \frac{\rho}{r}\left(\frac{f_{1,7}}{f_4} - \frac{f_4}{f_{1,7}}\right),$$

решить получившееся уравнение относительно $\frac{f_{1,7}}{f_4}$.

Тогда

$$\frac{f_{1,7}}{f_4} = \sqrt{\frac{n^2}{4q^2} + 1} \mp \frac{n}{2q}, \qquad \text{(II-78)}$$

причем, для схемы A буквой q обозначено выражение

$$q = \frac{n\rho}{r}.$$

Таким же способом выводятся формулы для определения остальных пар типичных точек частотной характеристики

$$\frac{f_{2,6}}{f_4} = \sqrt{\frac{n}{4q^2} + 1} \mp \frac{\sqrt{n}}{2q}; \qquad \text{(II-79)}$$

$$\frac{f_{3,5}}{f_4} = \sqrt{\frac{1}{4q^2} + 1} \mp \frac{1}{2q}. \qquad \text{(II-80)}$$

Следует отметить, что формулы (II-78), (II-79), (II-80) справедливы и для схем B, C, D, если вместо q подставить его значение согласно табл. 7.

Частотные характеристики схем A и B имеют пик, а схем C и D — провал. Для данных значений индуктивности L, емкости C и глубины коррекции n одинаковая форма частотной характеристики наблюдается для схем A и B при

$$r_A R_B = \frac{r_A\ r_B}{n-1} = R_A R_B (n-1) = \frac{L}{C} = \rho^2 \qquad \text{(II-81)}$$

и для схем C и D при

$$r_C R_D = \frac{r_C\ r_D}{n-1} = R_C R_D (n-1) = \frac{L}{C} = \rho^2. \qquad \text{(II-82)}$$

Выражения (II-81) и (II-82) имеют большое значение при выборе схемы ламповой или транзисторной корректирующей цепи.

Расчетные формулы для L и C. Цепи с резонансным пиком или провалом рассчитываются по исходным величинам глубины коррекции n, сопротивлениям частотно-эквивалентной схемы r или R, частоты резонанса контура f_4 и частот f_2 или f_6, при которых коэффициент коррекции m достигает величины, равной $\sqrt{n}$. Если исходить из частоты f_2, то, решив уравнение (II-79) относительно q (см. табл. 7), получим

$$q = \frac{\sqrt{n}}{\frac{f_4}{f_2} - \frac{f_2}{f_4}}, \qquad \text{(II-83)}$$

если же исходить из частоты f_6, то

$$q = \frac{\sqrt{n}}{\frac{f_6}{f_4} - \frac{f_4}{f_6}}. \qquad \text{(II-84)}$$

Для схемы A $q \frac{n\rho}{r} = \frac{2\pi n f_4 L}{r}$. Приравняв правые части последнего выражения и (II-83) или (II-84), найдем соответствующие этим двум случаям индуктивности

$$L = \frac{r}{2\pi\sqrt{n}} \cdot \frac{f_2}{f_4^2 - f_2^2} \qquad \text{(II-85)}$$

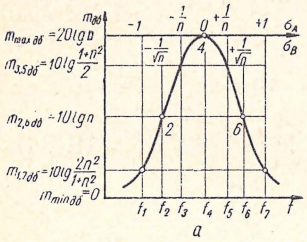
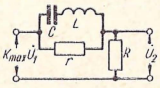
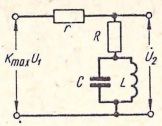
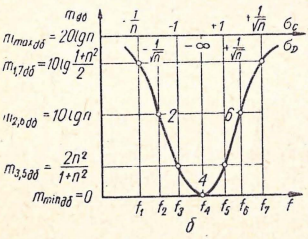
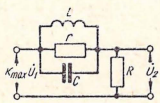
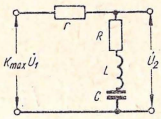
или

$$L = \frac{r}{2\pi\sqrt{n}} \cdot \frac{f_6}{f_6^2 - f_4^2}. \qquad \text{(II-86)}$$

Затем, исходя из заданной частоты резонанса f_4 и вычисленной величины индуктивности L, определяем емкость контура

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_4^2 L}. \qquad \text{(II-87)}$$

Расчетные формулы для определения L схем B, C и D — (II-88) — (II-93), выведенные аналогично, сведены в табл. 7.

Частотные характеристики и типичные точки	Частотно-эквивалентные схемы	$\tilde{m} = \frac{\tilde{K}}{K_{min}}$ и φ
	 Схема *A*	$\tilde{m}_A = n\frac{1+j\sigma_A}{1+jn\sigma_A}$, $\varphi_A = -\operatorname{arc\,tg}\frac{(n-1)\sigma_A}{1+n\sigma_A^2}$
	 Схема *B*	$\tilde{m}_B = n\frac{1-j\sigma_B}{1-jn\sigma_B}$, $\varphi_B = \operatorname{arc\,tg}\frac{(n-1)\sigma_B}{1+n\sigma_B^2}$
	 Схема *C*	$\tilde{m}_C = n\frac{1+j\sigma_C}{1+jn\sigma_C}$, $\varphi_C = -\operatorname{arc\,tg}\frac{(n-1)\sigma_C}{1+n\sigma_C^2}$
	 Схема *D*	$\tilde{m}_D = n\frac{1-j\sigma_D}{1-jn\sigma_D}$, $\varphi_D = \operatorname{arc\,tg}\frac{(n-1)\sigma_D}{1+n\sigma_D^2}$

Условная относительная частота	q	Расчетные формулы для L	
		При исходных f_2 и f_4	При исходных f_4 и f_6
$\sigma_A = \frac{x_I}{r} = \frac{\rho}{r}\left(\frac{f}{f_4} - \frac{f_4}{f}\right)$	$\frac{n\rho}{r}$	$L = \frac{r}{2\pi\sqrt{n}} \times \frac{f_2}{f_4^2 - f_2^2}$ (II - 85)	$L = \frac{r}{2\pi\sqrt{n}} \times \frac{f_6}{f_6^2 - f_4^2}$ (II - 86)
$\sigma_B = -\frac{R}{x_{II}} = -\frac{R}{\rho}\left(\frac{f}{f_4} - \frac{f_4}{f}\right)$	$\frac{nR}{\rho}$	$L = \frac{R\sqrt{n}}{2\pi f_2} \times \left(1 - \frac{f_2^2}{f_4^2}\right)$ (II - 88)	$L = \frac{R\sqrt{n}}{2\pi f_6} \times \left(\frac{f_6^2}{f_4^2} - 1\right)$ (II - 89)
$\sigma_C = -\frac{x_I}{r} = -\frac{\rho}{r} \cdot \frac{1}{\frac{f}{f_4} - \frac{f_4}{f}}$	$\frac{r}{\rho}$	$L = \frac{r}{2\pi\sqrt{n} f_2} \times \left(1 - \frac{f_2^2}{f_4^2}\right)$ (II - 90)	$L = \frac{r}{2\pi\sqrt{n} f_6} \times \left(\frac{f_6^2}{f_4^2} - 1\right)$ (II - 91)
$\sigma_D = \frac{R}{x_{II}} = \frac{R}{\rho} \cdot \frac{1}{\frac{f}{f_4} - \frac{f_4}{f}}$	$\frac{\rho}{R}$	$L = \frac{R\sqrt{n}}{2\pi} \times \frac{f_2}{f_4^2 - f_2^2}$ (II - 92)	$L = \frac{R\sqrt{n}}{2\pi} \times \frac{f_6}{f_6^2 - f_4^2}$ (II - 93)

Учет потерь в катушке. При инженерных расчетах корректирующих цепей, предназначенных для работы в звуковом диапазоне частот, с потерями в конденсаторах можно не считаться, так как они малы. Потери же в катушках существенны и сильно влияют на форму частотной характеристики корректирующей цепи. Потери в катушке можно учитывать с помощью активного, независимого от частоты, сопротивления R_L, включаемого последовательно с катушкой и равного сопротивлению ее обмотки. Потери в ферромагнитном сердечнике, если такой имеется, обычно невелики и не учитываются.

Если в схеме корректирующей цепи применяется последовательный контур, то активное сопротивление катушки учитывается соответствующим уменьшением активного сопротивления, включенного последовательно с контуром. Если же x_1 включено в параллельном плече (схема A), то при учете сопротивления катушки схема изменится (рис. 28) и ее следует преобразовать снова в схему A, являющуюся так называемой частотно-эквивалентной схемой (эквивалентной по своим частотным свойствам). Для этой схемы комплексный коэффициент передачи

$$\tilde{K} = \frac{R_2}{R_2 + \dfrac{R_1 (R_L + jx_1)}{R_{1L} + jx_1}} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_{1L}^{=}}{R_2}} \cdot \frac{1 + j\dfrac{x_1}{R_{1L}^{=}}}{1 + j\left[1 + \dfrac{R_{1L}^2}{R_1^2}(R_2 + R_{1L}^{=})\right]\dfrac{x_1}{R_{1L}}}.$$ *

Сравнивая получившееся уравнение с (II-1), видим, что анализируемая схема по своим частотным свойствам эквивалентна схеме, представленной на рис. 16, *а*. Тог-

* В книге принята сокращенная запись операций вычислений сопротивлений и проводимостей. Если, например, написано $Z_{\underline{123}}$, то это значит, что сопротивления включены последовательно, т. е. $Z_{\underline{123}} = Z_1 + Z_2 + Z_3$. Если же написано $Z_{123}^{=}$, то это параллельное включение сопротивлений Z_1, Z_2 и Z_3, т. е.

$$Z_{123}^{=} = \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}\right)^{-1}.$$

да параметры схемы (рис. 28): максимальный коэффициент передачи

$$K_{\max} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_{1L}^{=}}{R_2}},$$

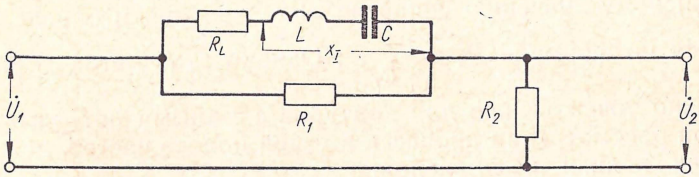


Рис. 28. Схема делителя напряжения с последовательным R_L LC-контуром в параллельном плече.

сопротивления

$$r = R_{1L};$$

$$R = \left(\frac{R_{1L}^{=}}{R_1}\right)^2 (R_2 + R_{1L}^{=}),$$

глубина коррекции

$$n = 1 + \frac{r}{R} = 1 + \frac{R_{1L}^{=}}{R_1^2}(R_2 + R_{1L}^{=}).$$

Ниже, при рассмотрении схем ламповых корректирующих цепей с одним реактивным двухполюсником, достаточно подробно рассмотрен учет собственного активного сопротивления катушки при включении ее в последовательный LC-контур.

Несколько сложней учесть потери в катушке параллельного R_L LC-контура корректирующей цепи. Для точного расчета цепи необходим анализ схемы с двумя одноэлементными реактивными двухполюсниками, так как приходится раздельно учитывать емкостную и активно-индуктивную ветви параллельного контура. В результате формулы получаются громоздкими, неудобными для расчета.

В радиотехнике применяется приближенный метод учета потерь в параллельном контуре, основанный на приведении схемы контура с двумя одноэлементными реактивными двухполюсниками и активным сопротивлением катушки R_L к схеме двухэлементного реактивного двухполюсника (параллельный контур без потерь) и активного сопротивления $R_п$, включенного параллельно этому двухполюснику. Сопротивление $R_п$ равно резонансному значению сопротивления контура и определяется по формуле $R_п = \frac{\rho^2}{R_L}$. Однако этот метод достаточно точен только для контуров с малыми потерями и при рассмотрении процесса в узкой полосе частот, лежащей вблизи резонансной.

На звуковых частотах используются контуры со сравнительно большими потерями, добротность которых $Q = \frac{\rho^2}{R_L}$ измеряется единицами и, редко, десятками единиц [43]. Кроме того, обычно требуется знать поведение контура в широком диапазоне изменения звуковой частоты. В связи с этим нельзя безоговорочно переносить радиотехнический метод учета потерь в параллельном контуре для расчета корректирующих цепей звукового диапазона частот.

Радиотехнический метод приемлем при расчете цепей, где пик или провал наблюдается в области низких частот, т. е. используемая часть кривой частотной характеристики лежит в пределах от резонансной частоты, или близкой к резонансной, до верхней граничной. Однако такие цепи редко интересуют конструктора, так как при низкой резонансной частоте необходима значительная величина индуктивности катушки, что сопряжено с известными трудностями. Поэтому рассматриваемые цепи чаще применяются для создания пиков или провалов на высоких звуковых частотах, где радиотехнический метод учета потерь непригоден.

Действительно, если заменить реальный параллельный контур, настроенный на высокую звуковую частоту, идеальным (двухэлементным реактивным двухполюсником), зашунтированным сопротивлением $R_п$, то при такой замене на низких частотах сопротивление близко к нулю, в то время как в действительности оно примерно

равно R_L. Это приводит к значительной ошибке при вычислении глубины коррекции n.

Если используемая часть диапазона частот лежит ниже резонансной частоты, то при расчетах корректирующих цепей с параллельным контуром, имеющим потери, лучше применять схему замены, изображенную на

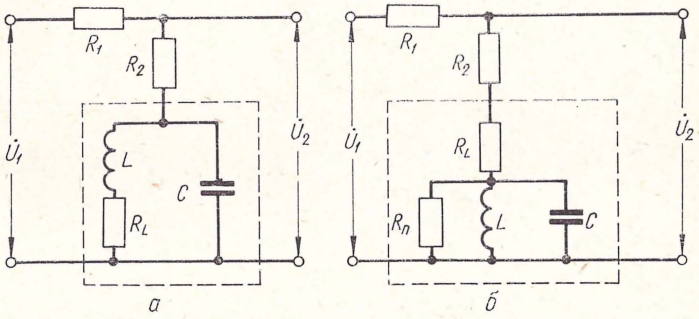


Рис. 29. Схемы делителя напряжения с параллельным $R_L\,LC$-контуром в последовательном плече:
а — принципиальная; *б* — эквивалентная.

рис. 29, *б* (схема замены обведена штриховым прямоугольником). При такой замене можно достаточно точно рассчитать корректирующую цепь с двумя реактивными двухполюсниками, пользуясь простым методом расчета цепей для одного двухэлементного двухполюсника. В этом нетрудно убедиться на примере расчета реальной схемы (рис. 29, *а*), для которой частотная характеристика коэффициента коррекции описывается следующим выражением:

$$m = n\left(1 + \frac{R_1}{R_{2\text{п}}}\right) \times$$

$$\times \sqrt{\frac{R_{2L}^2\left(\frac{f_4}{f}\right)^2 + \rho^2 + \frac{R_2^2}{Q^2} - 2R_2^2 + R_2^2\left(\frac{f}{f_4}\right)^2}{R_{12L}^2\left(\frac{f_4}{f}\right)^2 + \rho^2 + \frac{R_{12}^2}{\zeta^2} - 2R_{12}^2 + R_{12}^2\left(\frac{f}{f_4}\right)^2}}, \qquad \text{(II-94)}$$

где n—глубина коррекции,

$$n = \frac{K_{\max}}{K_{\min}} = 1 + \frac{R_1 R_{\text{п}}}{R_{2L} R_{12L\text{п}}}; \qquad \text{(II-95)}$$

$R_п = \frac{L}{CR_L}$ —сопротивление параллельного контура на резонансной частоте;

$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ —характеристика контура;

$Q = \frac{\rho}{R_L}$ —добротность контура;

$f_4 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ —собственная частота параметров LC.

Следует помнить, что точная частота резонанса $f_{точ}$ параллельного контура при наличии активного сопротивления только в индуктивной ветви немного ниже, чем f_4, и определяется формулой

$$f_{точ} = f_4 \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}} . \qquad \text{(II-96)}$$

Схему на рис. 29, *б* легко привести к частотно-эквивалентной схеме *В*, приведенной в табл. 7, частотная характеристика которой описывается простым уравнением

$$m = \frac{K}{K_{min}} = n \sqrt{\frac{1 + \sigma^2}{1 + n^2 \sigma^2}} , \qquad \text{(II-75 а)}$$

где $K_{max} = n K_{min}$ —максимальный коэффициент передачи,

$$K_{max} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_{2п}}} = \frac{R_{2п}}{R_{12п}} ; \qquad \text{(II-97)}$$

σ—условная безразмерная частота,

$$\sigma = \sigma_B = -\frac{R}{x_{II}} = -\frac{R}{\rho}\left(\frac{f}{f_4} - \frac{f_4}{f}\right) ;$$

n—глубина коррекции, определяемая выражением (II-95);

r и R—сопротивления частотно-эквивалентной схемы,

$$r = \frac{R_1 R_п^2}{R_{2Lп} R_{12Lп}} \qquad \text{(II-98)}$$

и

$$R = \frac{R_{2L}\, R_{\text{п}}}{R_{2L\text{п}}} \,. \qquad \text{(II-99)}$$

На рис. 30 изображены частотные характеристики, вычисленные по точной (II-94) (штрих-пунктирная линия) и приближенной (II-75) (сплошная линия) форму-

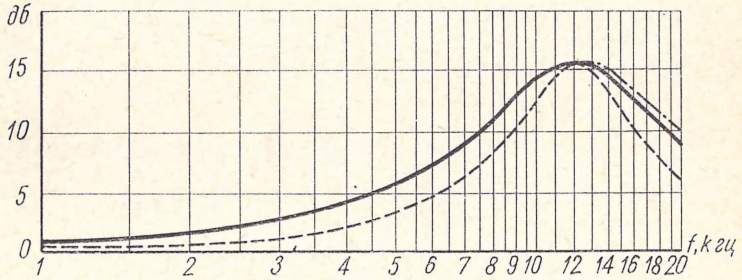


Рис. 30. Частотные характеристики схемы (рис. 29, *а*), построенные по данным примера:
— · — · — точная характеристика; ——— приближенная; — — — — характеристика схемы с контуром без потерь при той же глубине коррекции.

лам. При вычислении были приняты следующие данные: $R_1 = 510$ *ом*; $R_2 = 26{,}8$ *ом*; $R_L = 38{,}5$ *ом*; $L = 2{,}68$ *мгн*; $C = 65{,}6 \cdot 10^{-9}$ *ф*; $R_{\text{п}} = 1061$ *ом*; $f_4 = 12$ *кгц*; $Q = 5{,}25$; глубина коррекции, рассчитанная для точной схемы рис. 29, *а*, $\frac{K_{\max}}{K_{\min}} = \frac{R_{2\text{п}}}{R_{12\text{п}}} \cdot \frac{R_{12L}}{R_{2L}} = 6$, а в приближенной схеме $n = 6{,}06$, т. е. всего на 1% больше *.

Кроме этих двух кривых, на рис. 30 штриховой линией начерчена частотная характеристика для случая идеализированного контура без потерь ($R_L = 0$). При этом принималось то же значение $R_1 = 510$ *ом* и соответственно увеличенное сопротивление $R_2 = 102$ *ом* с тем, чтобы получить глубину коррекции $n = 6$.

* Если применить обычный радиотехнический метод замены реального параллельного контура, т. е. в эквивалентной схеме контура рис. 29, *б* считать сопротивление $R_L = 0$, то глубина коррекции схемы при данных приведенного примера стала бы $n = \frac{R_{2\text{п}}}{R_{12\text{п}}} \cdot \frac{R_{12}}{R_2} = 13{,}7$, т. е. больше, чем по точной формуле в 2,28 раза.

При сопоставлении частотных характеристик видно, что до резонансной частоты кривые, вычисленные по точной (II-94) и по приближенной (II-75) формулам, практически сливаются. Небольшое расхождение наблюдается только для частот выше резонансной. Этот пример подтверждает правильность выбора частотного аналога реального параллельного контура, приведенного на рис. 29, *б*. Кроме того, из примера следует, что потери в катушке контура необходимо учитывать, так как в противном случае реальная частотная характеристика в значительной степени будет отличаться от вычисленной.

§ 7. ВЫРАВНИВАЮЩИЕ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ

Общие положения, классификация. Существует большая группа пассивных четырехполюсников, работающих на нагрузочное сопротивление R_0 при внутреннем сопротивлении источника сигнала также равном R_0, предназначенных для корректирования частотных характеристик каналов. Такие четырехполюсники называют выравнивающими *.

Выравнивающие четырехполюсники широко применяются в установках проводной связи и радиовещания, в кино при перезаписи нескольких фонограмм на одну, а также могут использоваться в качестве корректирующих цепей в транзисторных усилителях.

В данном параграфе доказано, что любой из рассматриваемых четырехполюсников имеет одну из частотно-эквивалентных схем, изображенных на рис. 16 или 17, поэтому их можно отнести к корректирующим цепям с одним реактивным двухполюсником.

Схемы основных выравнивающих четырехполюсников можно разделить на следующие типы:

1. Простые последовательные и параллельные корректирующие сопротивления (рис. 31).

2. Г-образные четырехполюсники с постоянным активным входным сопротивлением (рис. 32).

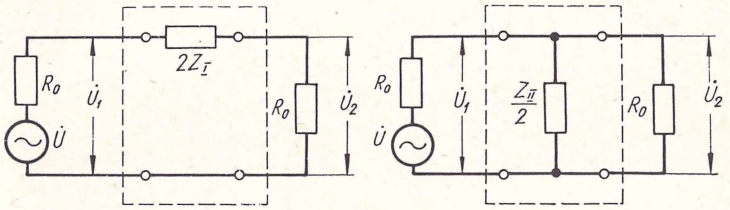
---

* В литературе выравнивающие четырехполюсники часто называют корректирующими контурами, амплитудными или выравнивающими контурами, уравнителями затухания, корректорами, эквализаторами и т. д. В данной книге выбран термин «выравнивающие четырехполюсники», чтобы не путать с более общим термином — «корректирующие цепи».

3. Симметричные четырехполюсники с постоянными активными входным и выходным сопротивлениями (рис. 34).

4. Т-образно-мостовой четырехполюсник с регулирующими активными сопротивлениями (рис. 35).

При рассмотрении свойств выравнивающих четырехполюсников принимают следующие условия: сопро-



а *б*

Рис. 31. Простейшие выравнивающие четырехполюсники с комплексными сопротивлениями:
а — последовательным; *б* — параллельным.

тивления источника сигнала и нагрузки активны и равны одни другому (они обозначены как R_0); двухполюсники Z_I и Z_{II}, включенные соответственно в последовательное и параллельное плечи четырехполюсника, взаимообратны один к другому и в отношении параметра R_0, т. е.

$$Z_I\, Z_{II} = R_0^2 . \qquad \text{(II-100)}$$

На основании этих условий можно создать единую стройную теорию выравнивающих четырехполюсников.

Если обозначить входное сопротивление четырехполюсника Z_{1-1}, а выходное Z_{2-2}, то для схемы рис. 31, *а*

$$Z_{1-1} = Z_{2-2} = R_0 + 2Z_I \neq R_0,$$

а для схемы рис. 31, *б*

$$Z_{1-1} = Z_{2-2} = \frac{R_0\, Z_{II}}{2R_0 + Z_{II}} \neq R_0.$$

Отсюда следует, что схемы простейших четырехполюсников (рис. 31) не согласовываются ни со стороны входа, ни со стороны выхода, причем степень несогласо-

ванности меняется при изменении частоты. Поэтому такие схемы в качестве выравнивающих четырехполюсников применяются сравнительно редко. В тех случаях, когда Z_{I} (или Z_{II}) можно представить в виде одного реактивного двухполюсника без потерь, или с потерями, расчет схем рис. 31 несложен, так как совершенно очевидно, что эти схемы являются простейшими корректирующими цепями с реактивным двухполюсником, имеющими одну из частотно-эквивалентных схем, представленных на рис. 16 и 17.

Анализ выравнивающих четырехполюсников. *Г-образные четырехполюсники с постоянным входным сопротивлением.* На рис. 32, *а* показана схема Г-образного четырехполюсника с полным последовательным плечом. Входное сопротивление (сопротивление схемы, лежащей правее зажимов *1—1*)

$$Z_{1-1} = \frac{R_0 Z_{\text{I}}}{R_0 + Z_{\text{I}}} + \frac{R_0 Z_{\text{II}}}{R_0 + Z_{\text{II}}}.$$

Если учесть выражение (II-100), то получим

$$Z_{1-1} = R_0, \qquad \text{(II-101)}$$

т. е. для данного несимметричного четырехполюсника R_0 является повторным сопротивлением и при сопротивле-

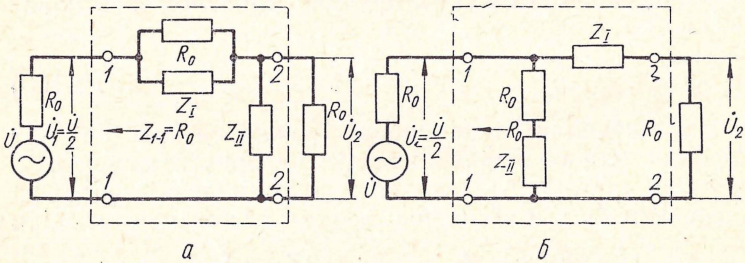


Рис. 32. Г-образные выравнивающие четырехполюсники:
а — с полным последовательным плечом; *б* — с полным параллельным плечом.

нии источника, равном R_0, со стороны входа наблюдается полная согласованность. Поэтому

$$\dot{U}_1 = \frac{\dot{U}}{2}. \qquad \text{(II-102)}$$

Со стороны же выхода согласованности нет, так как выходное сопротивление (сопротивление схемы на рис. 32, *а*, левее точек *2—2*)

$$Z_{2-2}=\frac{Z_{II}\left(R_0+\dfrac{R_0 Z_I}{R_0+Z_I}\right)}{R_0+\dfrac{R_0 Z_I}{R_0+Z_I}+Z_{II}}=R_0\frac{\left(1+\dfrac{R_0}{Z_I}\right)^2-1}{\left(1+\dfrac{R_0}{Z_I}\right)^2+1}=$$

$$=R_0\frac{\left(1+\dfrac{Z_{II}}{R_0}\right)^2-1}{\left(1+\dfrac{Z_{II}}{R_0}\right)^2+1}, \qquad \text{(II-103)}$$

комплексно и не равно нагрузочному R_0.

Комплексный коэффициент передачи

$$\tilde{K}=\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}=\frac{\dfrac{R_0 Z_{II}}{R_0+Z_{II}}}{\dfrac{R_0 Z_I}{R_0+Z_I}+\dfrac{R_0 Z_{II}}{R_0+Z_{II}}},$$

или, принимая во внимание (II-100), после преобразований

$$\tilde{K}=\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}=\frac{R_0}{R_0+Z_I}=\frac{Z_{II}}{R_0+Z_{II}}. \qquad \text{(II-104)}$$

Уравнение коэффициента передачи (II-104) справедливо не только для схемы рис. 32, *а*, но и для схем, представленных на рис. 32, *б* и 34, а также для схемы рис. 35 при коэффициенте $\alpha=1$.

На рис. 32, *б* представлена схема Г-образного четырехполюсника с полным параллельным плечом. В данном случае входное сопротивление

$$Z_{1-1}=\frac{(R_0+Z_I)(R_0+Z_{II})}{2R_0+Z_I+Z_{II}}.$$

Если учесть (II-100), то $Z_{1-1}=R_0$, т. е. для данного несимметричного четырехполюсника R_0 является повторным сопротивлением и при сопротивлении источника сиг-

нала, равном R_0, источник и четырехполюсник согласованы. Со стороны выхода согласования не будет, так как выходное сопротивление

$$Z_{2-2} = Z_{\text{I}} + \frac{R_0 (R_0 + Z_{\text{II}})}{2R_0 + Z_{\text{II}}} = R_0 \frac{\left(1 + \frac{R_0}{Z_{\text{I}}}\right)^2 + 1}{\left(1 + \frac{R_0}{Z_{\text{I}}}\right)^2 - 1} =$$

$$= R_0 \frac{\left(1 + \frac{Z_{\text{II}}}{R_0}\right)^2 + 1}{\left(1 + \frac{Z_{\text{II}}}{R_0}\right)^2 - 1} \qquad \text{(II-103 а)}$$

комплексно и не равно R_0.

Следует отметить, что выходные сопротивления схем (рис. 32) взаимообратны. Действительно, если выходное сопротивление схемы рис. 32, *а* $Z_{2-2а}$, а рис. 32, *б* $Z_{2-2б}$, то, как это видно из выражений (II-103а) и (II-103),

$$Z_{2-2а} Z_{2-2б} = R_0^2 . \qquad \text{(II-105)}$$

Нетрудно доказать, что комплексный коэффициент передачи $\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$ для обеих схем (рис. 32) определяется уравнением (II-104).

Симметричные четырехполюсники с постоянным входным и выходным сопротивлениями. Анализировать данные цепи удобно, исходя из теории симметричного четырехполюсника (рис. 33). Основные уравнения симметричного пассивного четырехполюсника имеют следующий вид:

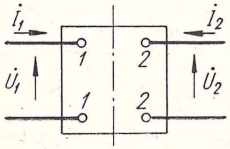


Рис. 33. Симметричный четырехполюсник.

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 &= a_{11}\dot{U}_2 - a_{12}\dot{I}_2; \\ \dot{I}_1 &= a_{21}\dot{U}_2 - a_{11}\dot{I}_2. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(II-106)}$$

Комплексные числа a_{11}, a_{12} и a_{21} называются *а*-параметрами. У симметричного пассивного четырехполюсника связь между *а*-параметрами описывается уравнением

$$a_{11}^2 - a_{12}a_{21} = 1 . \qquad \text{(II-107)}$$

Характеристическое сопротивление симметричного четырехполюсника, равное его повторному сопротивлению, определяется выражением

$$Z_c = \sqrt{\frac{a_{12}}{a_{21}}}. \qquad \text{(II-108)}$$

Коэффициент передачи четырехполюсника, нагруженного на свое характеристическое сопротивление, можно определить из первого уравнения (II-106), если положить $\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_2}{\dot{Z}_c}$. Тогда, учитывая (II-107) и (II-108), найдем

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = a_{11} - \sqrt{a_{12}a_{21}}, \qquad \text{(II-109)}$$

или иначе, коэффициент затухания четырехполюсника, нагруженного на Z_c, выраженный в децибелах,

$$b = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} = -20 \lg K = 20 \lg \left|a_{11} + \sqrt{a_{12}a_{21}}\right|. \qquad \text{(II-110)}$$

Значение a-параметров для основных схем симметричных четырехполюсников приведены в табл. 8.

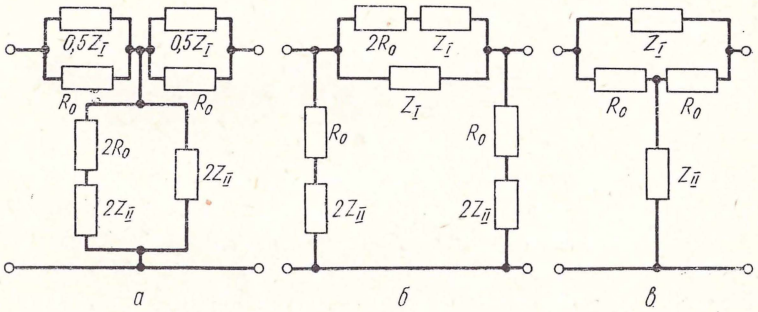
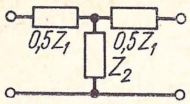
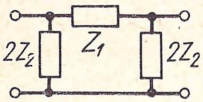
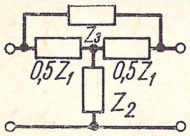


Рис. 34. Схемы симметричных выравнивающих четырехполюсников:
а — Т-образная; *б* — П-образная; *в* — Т-образно-мостовая.

На рис. 34 представлены три схемы выравнивающих четырехполюсников третьего типа: Т-образная, П-образная, Т-образно-мостовая. Если сопоставить эти схемы со схемами, изображенными в табл. 8, произвести соответствующие подстановки в формулы (II-108) и (II-109),

Таблица 8

Схема	a_{11}	a_{12}	a_{21}
 Т-образный четырехполюсник	$1+\frac{Z_1}{2Z_2}$	$Z_1\left(1+\frac{Z_1}{4Z_2}\right)$	$\frac{1}{Z_2}$
 П-образный четырехполюсник	$1+\frac{Z_1}{2Z_2}$	Z_1	$\frac{1}{Z_2}\left(1+\frac{Z_1}{4Z_2}\right)$
 Т-образно-мостовой четырехполюсник	$1+\frac{2Z_1Z_2}{Z_1(Z_1+4Z_2)+4Z_2Z_3}$	$\frac{Z_1Z_3(Z_1+4Z_2)}{Z_1(Z_1+4Z_2)+4Z_2Z_3}$	$\frac{4(Z_1+Z_3)}{Z_1(Z_1+4Z_2)+4Z_2Z_3}$

принимая во внимание (II-100), то характеристическое сопротивление для всех трех четырехполюсников

$$Z_c = R_0, \qquad \text{(II-111)}$$

а коэффициент передачи, также как и для Г-образных четырехполюсников, определяется выражением (II-104).

У симметричных четырехполюсников характеристическое и повторное сопротивления равны. Поэтому, если внутреннее сопротивление источника сигнала и сопротивление, нагружающее четырехполюсник, равны Z_c (в наших примерах $Z_c = R_0$), то будет наблюдаться полное согласование как со стороны входа, так и со стороны выхода, так как входное и выходное сопротивления четырехполюсника также равны Z_c.

Т-образно-мостовой четырехполюсник с регулирующими активными сопротивлениями. Четвертый тип выравнивающего пассивного четырехполюсника (рис. 35), имеющий Т-образно-мостовую схему, дает возможность

регулировать форму частотной характеристики изменением коэффициента α, т. е. изменением величин активных сопротивлений $\frac{R_0}{\alpha}$ и $\frac{\alpha^2-1}{2\alpha}R_0$. Коэффициент α может лежать в пределах $1 \leqslant \alpha \leqslant \infty$. Очевидно, что схема рис. 35 при $\alpha=1$ превращается в схему рис. 34, *в*.

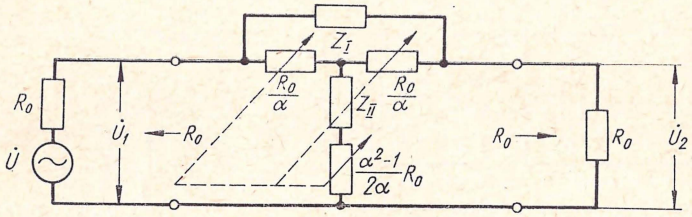


Рис. 35. Схема выравнивающего четырехполюсника с регулирующими активными сопротивлениями.

Точно так же, как и для четырехполюсников третьего типа, находим, что $Z_c = R_0$, а коэффициент передачи

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{1+(\alpha-1)\dfrac{Z_I}{2R_0}}{1+(\alpha+1)\dfrac{Z_I}{2R_0}} = \frac{1+(\alpha-1)\dfrac{R_0}{2Z_{II}}}{1+(\alpha+1)\dfrac{R_0}{2Z_{II}}}. \quad \text{(II-112)}$$

Если обозначить

$$\left.\begin{aligned} \frac{2R_0 Z_I}{2R_0+(\alpha-1)Z_I} &= Z'_I \\ \text{и} \qquad Z_{II}+(\alpha-1)\frac{R_0}{2} &= Z'_{II}, \end{aligned}\right\} \quad \text{(II-113)}$$

то уравнение (II-112) для комплексного коэффициента передачи можно записать так:

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R_0}{R_0+Z'_I} = \frac{Z'_{II}}{R_0+Z'_{II}}. \quad \text{(II-112а)}$$

Двухполюсники Z'_{I} и Z'_{II} взаимообратны один относительно другого и по отношению к R_0, т. е.

$$Z'_{\text{I}}\, Z'_{\text{II}} = Z_{\text{I}}\, Z_{\text{II}} = R_0^2 . \qquad \text{(II-100a)}$$

Частотно-эквивалентные схемы выравнивающих четырехполюсников в общем виде. Из приведенной теории видно, что для всех схем, изображенных на рис. 32,

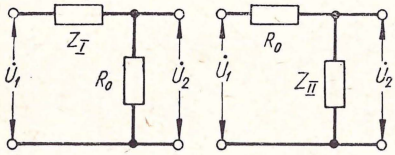


Рис. 36. Частотно-эквивалентные схемы выравнивающих четырехполюсников.

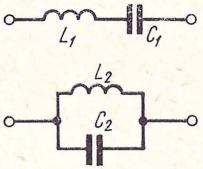


Рис. 37. Последовательный и параллельный LC-контуры (двухэлементные реактивные двухполюсники).

34 и 35, комплексный коэффициент передачи описывается одним уравнением (II-104). Очевидно, что для всех этих схем существует две равноценные частотно-эквивалентные схемы (рис. 36), представляющие собой делители напряжения, одно плечо которых комплексное, а другое активное.

При сопоставлении уравнений (II-104) и (II-112a) видно, что и последний из рассмотренных выравнивающих четырехполюсников с регулирующими активными сопротивлениями имеет такие же частотно-эквивалентные схемы (рис. 36), в которых только вместо Z_{I} должно быть включено Z'_{I}, или вместо Z_{II} — Z'_{II}, определяющиеся выражениями (II-113).

Основные схемы взаимообратных двухполюсников. Простейшими примерами взаимообратных двухполюсников являются индуктивное и емкостное сопротивления

$$Z_{\text{I}}\, Z_{\text{II}} = j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{L}{C} = R_0^2$$

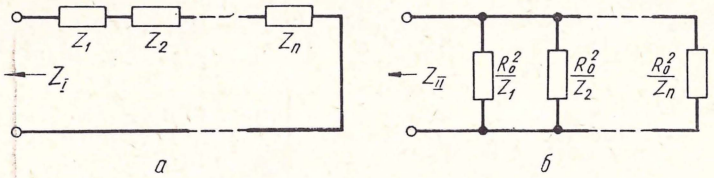
или пара простейших резонансных LC-контуров (рис. 37) без потерь, если у них одинаковая резонансная частота

$\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \dfrac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$. В этом случае произведение сопротивлений

$$Z_{\text{I}}\, Z_{\text{II}} = j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) \frac{\dfrac{L_2}{C_2}}{j\left(\omega L_2 - \dfrac{1}{\omega C_2}\right)} =$$

$$= \frac{L_1}{C_2} = \frac{L_2}{C_1} = R_0^2 .$$

Эквивалентные схемы взаимообратных двухполюсников, которые обычно применяются в схемах выравни-



а *б*

Рис. 38. Эквивалентные схемы взаимообратных двухполюсников.

вающих четырехполюсников, представлены на рис. 38. Нетрудно доказать, что при любом числе взаимообратных двухполюсников вида Z_1 и $\dfrac{R_0^2}{Z_1}$; Z_2 и $\dfrac{R_0^2}{Z_2}$; . . . ; Z_n и $\dfrac{R_0^2}{Z_n}$ последовательное соединение двухполюсников $Z_1, Z_2, \ldots, Z_n$ образует сложную двухполюсную схему, взаимообратную схеме, полученной путем параллельного включения двухполюсников $\dfrac{R_0^2}{Z_1}$, $\dfrac{R_0^2}{Z_2}$, . . . , $\dfrac{R_0^2}{Z_n}$. Действительно, из рис. 38 видно, что

$$Z_{\text{I}} = \sum_{k=1}^{n} Z_k, \quad \text{а} \quad \frac{1}{Z_{\text{II}}} = \frac{\sum\limits_{k=1}^{n} Z_k}{R_0^2},$$

откуда $Z_{\text{I}}\, Z_{\text{II}} = R_0^2$, т. е. сопротивления Z_{I} и Z_{II} взаимообратны.

На основании изложенных правил были построены схемы простейших взаимообратных двухполюсников (рис. 39).

Расчет выравнивающих четырехполюсников. *Г-образные и простые симметричные четырехполюсники.* Так как частотные характеристики коэффициентов передачи Г-образных и простых симметричных выравнивающих четырехполюсников описываются одним уравнением (II-104), соответствующим любой из двух частотно-эквивалентных схем, изображенных на рис. 36, то при данных R_0 и Z_I все эти четырехполюсники имеют одинаковую форму кривой частотной характеристики.

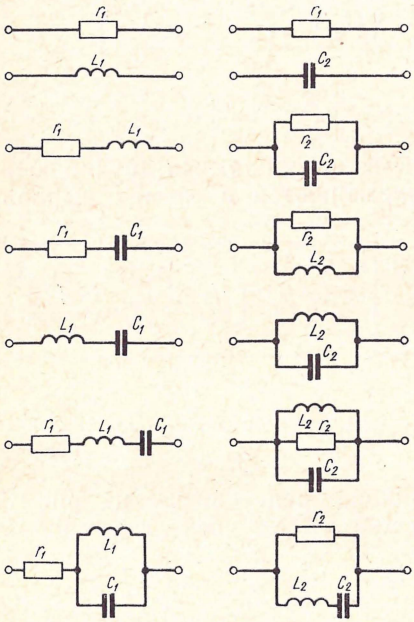


Рис. 39. Схемы простейших взаимообратных двухполюсников:

$$r_2 = \frac{R_0^2}{r_1}, \quad L_2 = R_0^2 C_1, \quad C_2 = \frac{L_1}{R_0^2}.$$

Из теории взаимообратных двухполюсников следует, что если Z_I представляет собой соединение активных сопротивлений и одного реактивного x_I, то в схеме взаимообратного двухполюсника Z_{II}, помимо активных сопротивлений, будет находиться всего одно реактивное x_{II}, взаимообратное x_I в отношении параметра R_0.

На практике наиболее часто применяются выравнивающие четырехполюсники, у которых в схемах Z_I и Z_{II} содержится по одному реактивному двухполюснику. В этом случае, как видно из (II-104) и (II-112), частотно-эквивалентные схемы выравнивающих четырехполюсников такие же, как и у схем корректирующих цепей с одним реактивным двухполюсником (рис. 16 и 17). Следо-

вательно, выравнивающие четырехполюсники данного типа можно рассчитывать теми же способами, что и схемы, представленные на рис. 16 и 17.

Наибольшее практическое значение имеют схемы взаимообратных двухполюсников Z_{I} и Z_{II}, показанные на рис. 40. Согласно теории

$$Z_{\text{I}}\, Z_{\text{II}} = -\, x_{\text{I}}\, x_{\text{II}} = r_m\, R_m = r_n\, R_n = R_0^2 . \qquad \text{(II-114)}$$

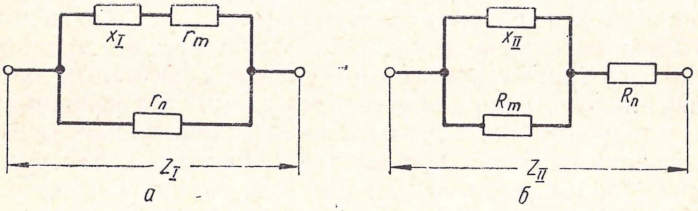


Рис. 40. Схемы взаимообратных двухполюсников Z_{I} и Z_{II} с одним реактивным двухполюсником.

Из рис. 40 видно, что

$$Z_{\text{I}} = \frac{r_n\,(r_m + jx_{\text{I}})}{r_{mn} + jx_{\text{I}}} \qquad \text{(II-115)}$$

и

$$Z_{\text{II}} = R_n + j\,\frac{R_m\, x_{\text{II}}}{R_m + jx_{\text{II}}} . \qquad \text{(II-115а)}$$

Если подставить значение Z_{I} в выражение (II-104), то получим уравнение для комплексного коэффициента передачи

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} =$$

$$= \frac{R_0}{R_0 + r_{mn}} \cdot \frac{1 + j\,\dfrac{x_{\text{I}}}{r_{mn}}}{1 + j\left(1 + \dfrac{r_n^2}{R_0 r_{mn} + r_m r_n}\right)\dfrac{x_{\text{I}}}{r_{mn}}}, \qquad \text{(II-116)}$$

если же подставить Z_{II}, то

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R_{\underline{mn}}}{R_{0\underline{mn}}} \cdot \frac{1 - j\dfrac{R^{=}_{mn}}{x_{II}}}{1 - j\left(1 + \dfrac{R_m R_0}{R_n R_{0\underline{mn}}}\right)\dfrac{R^{=}_{mn}}{x_{II}}}. \quad \text{(II-116 а)}$$

Из сопоставления (II-116) с (II-1) или (II-116а) с (II-2) видно, что комплексный коэффициент передачи Г-образных и простых симметричных выравнивающих четырехполюсников (рис. 32 и 34), в составе которых находится только два взаимообратных реактивных двухполюсника x_I и x_{II}, описывается теми же уравнениями, что и обычные схемы с одним реактивным двухполюсником, рассмотренные в § 4. Очевидно, что уравнение (II-116) соответствует частотно-эквивалентной схеме рис. 16, *а*, а (II-116а) — схеме рис. 16, *б*. Таким образом, при расчете выравнивающего четырехполюсника можно выбирать наиболее удобную для данного конкретного случая частотно-эквивалентную схему. Из сопоставления также видно, что максимальное значение коэффициента передачи выравнивающего четырехполюсника

$$K_{max} = \frac{R_0}{R_0 + r^{=}_{mn}} = \frac{R_{\underline{mn}}}{R_{0\underline{mn}}} \quad \text{(II-117)}$$

и глубина коррекции

$$n = 1 + \frac{r_n^2}{R_0 r_{\underline{mn}} + r_m r_n} = 1 + \frac{R_m R_0}{R_n R_{0\underline{mn}}}. \quad \text{(II-118)}$$

Кроме того, при использовании частотно-эквивалентной схемы с сопротивлением x_I в последовательном плече (рис. 16, *а*) соответствующими сопротивлениями будут

$$r_A = r_{\underline{mn}}, \quad \text{(II-119)}$$

$$R_A = \left(1 + \frac{r_m}{r_n}\right)^2 (R_0 + r^{=}_{mn}). \quad \text{(II-120)}$$

В случае применения частотно-эквивалентной схемы с реактивным двухполюсником x_{II} в параллельном плече (рис. 16, *б*)

$$r_B = \frac{R_0 R_m^2}{R_{0\,mn}\, R_{mn}}, \qquad \text{(II-121)}$$

$$R_B = R_{mn}^{=}. \qquad \text{(II-122)}$$

Интересно отметить, что

$$r_A R_B = r_B R_A = -x_{\text{I}} x_{\text{II}} = Z_{\text{I}} Z_{\text{II}} = R_0^2. \qquad \text{(II-123)}$$

Принимая во внимание (II-123), а также, что

$$\frac{r_A}{R_A} = \frac{r_B}{R_B} = n - 1,$$

находим формулы

$$r_B = \frac{R_0^2}{r_A}(n-1) \qquad \text{(II-124)}$$

и

$$R_B = \frac{R_0}{(n-1) R_A}. \qquad \text{(II-125)}$$

При расчете выравнивающих Г-образных и простых симметричных четырехполюсников (рис. 32 и 34) исходными величинами являются глубина коррекции n, повторное сопротивление R_0 и сопротивление r_m. Решив уравнение (II-118) относительно r_n, находим

$$r_n = \frac{n-1}{2}(R_0 + r_m)\left[1 + \sqrt{1 + \frac{4R_0 r_m}{(n-1)(R_0 + r_m)^2}}\right]. \qquad \text{(II-126)}$$

Из выражения (II-114) следует, что

$$R_n = \frac{R_0^2}{r_n}; \qquad \text{(II-127)}$$

$$R_m = \frac{R_0^2}{r_m}. \qquad \text{(II-128)}$$

Если $r_m = 0$ (или $R_m = \infty$), то

$$r_n = (n-1) R_0; \qquad \text{(II-126а)}$$

$$R_n = \frac{R_0}{n-1}. \qquad \text{(II-129)}$$

Из уравнений (II-116) и (II-116а) видно, что при $r_n = 0$ ($R_n = 0$) выравнивающие четырехполюсники будут иметь частотно-эквивалентные схемы в виде реактивно-активных делителей (рис. 17). Действительно, в этом случае

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R_0}{R_0 + r_m} \cdot \frac{K_{\max}}{1 + j\dfrac{x_{\text{I}}}{R_0 + r_m}} =$$

$$= \frac{R_m}{R_{0\,m}} \cdot \frac{K_{\max}}{1 - j\dfrac{R_{0\,m}^{=}}{x_{\text{II}}}}, \qquad \text{(II-130)}$$

где

$$K_{\max} = \frac{R_0}{R_0 r_m} = \frac{R_m}{R_0 + R_m}. \qquad \text{(II-131)}$$

Из сравнения выражений (II-130), (II-15) и (II-18) видно, что, если при расчете цепи исходить из x_{I}, то

$$R = R_0 + r_m, \qquad \text{(II-132)}$$

если же исходить из x_{II}, то

$$r = R_{0\,m}^{=}. \qquad \text{(II-133)}$$

Отсюда легко получаются формулы, служащие для расчета активных сопротивлений r_m и R_m, если учесть выражение (II-114).

Реактивные элементы рассчитываются аналогично элементам обычных корректирующих цепей с одним реактивным двухполюсником (см. § 5, 6).

Расчет Т-образно-мостового выравнивающего четырехполюсника с регулирующими сопротивлениями. Четырехполюсник с регулирующими сопротивлениями (рис. 35) можно рассчитать, исходя из любой частотно-эквивалентной схемы, представленной на рис. 16. Например, при расчете четырехполюсника на основании схемы с двухполюсником Z_{I} получим следующие основные формулы:

$$K_{\max} = \frac{2R_0 + (\alpha - 1)\, r_{mn}^{=}}{2R_0 + (\alpha + 1)\, r_{mn}^{=}}\ ; \qquad \text{(II-134)}$$

$$n = 1 + \frac{2R_0 r_n}{2R_0 + (\alpha - 1)\, r_n} \cdot \frac{2\,\dfrac{r_n}{r_{mn}^{=}}}{2R_0 + (\alpha + 1)\, r_{mn}^{=}}\ ; \qquad \text{(II-135)}$$

$$r = r_m + \frac{2R_0 r_n}{2R_0 + (\alpha - 1)\, r_n}\ ; \qquad \text{(II-136)}$$

$$R = \frac{1}{4R_0}\left(1 + \frac{r_m}{r_n}\right)^2 [(2R_0 + \alpha\, r_{mn}^{=})^2 - (r_{mn}^{=})^2]. \qquad \text{(II-137)}$$

Далее, исходя из вычисленных сопротивлений r и R и заданной формы частотной характеристики выравнивающего четырехполюсника, определяют реактивные элементы, входящие в x_{I} и x_{II} (см. § 5 и 6).

Сравнительная оценка схем. Выше показано, что простейшие делители напряжения с одним комплексным сопротивлением Z_{I} (или Z_{II}) обладают такими же частотными свойствами, как и выравнивающие четырехполюсники, в схеме которых включены два взаимообратных комплексных сопротивления Z_{I} и Z_{II}. Однако делители имеют существенный недостаток: их входные и выходные сопротивления комплексны.

Основной отличительной чертой Г-образных выравнивающих четырехполюсников, нагруженных на сопротивление R_0, является то, что входное сопротивление четырехполюсника также равно R_0.

Если внутреннее сопротивление источника сигнала и нагрузочное сопротивление равны R_0, схемы симметричных выравнивающих четырехполюсников (рис. 34 и 35) полностью согласованы со стороны входных и выходных зажимов, так как сопротивление R_0 является характеристическим сопротивлением четырехполюсника.

Использование выравнивающих четырехполюсников вместо обычных делителей может быть экономически оправдано лишь в случаях, когда требуются согласованные соединения или активное входное сопротивление корректирующего пассивного четырехполюсника. Действительно, если, например, для получения частотной характеристики, свойственной ступенчатой цепи, достаточ-

но в одном из плеч делителя включить конденсатор, то в схеме выравнивающего четырехполюсника, кроме конденсатора, должна быть включена и катушка индуктивности.

Из схем выравнивающих четырехполюсников экономически наиболее выгодны Г-образные и Т-образно-мостовые схемы, так как они содержат наименьшее количество реактивных элементов.

§ 8. РЕГУЛЯТОРЫ ТЕМБРА

Коэффициент передачи четырехполюсника. Регуляторами тембра называются корректирующие цепи, с помощью которых можно в широких пределах регулировать подъемы и спады характеристики на крайних участках рабочего диапазона частот.

Наиболее часто применяются регуляторы тембра, собранные по мостовой схеме, представленной в общем виде на рис. 41, *а*. Коэффициент передачи такого четырехполюсника $\tilde{K}=\dfrac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$ можно найти с помощью теоре-

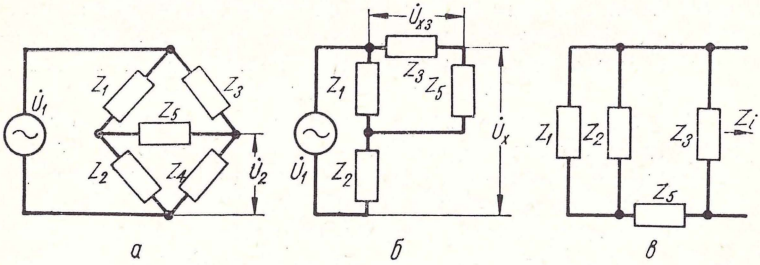


Рис. 41. Обобщенная схема мостового регулятора тембра:
а — в общем виде; *б* и *в* — преобразования схемы для определения параметров эквивалентного генератора э. д. с.

мы об эквивалентном генераторе э. д. с., считая, что сопротивление Z_4 является внешней нагрузкой схемы. Из схемы на рис. 41, *б*, в которой исключено сопротивление Z_4, видно, что выходное напряжение холостого хода

$$\dot{U}_x=\dot{U}_2\big|_{Z_4=\infty}=\dot{U}_1-\dot{U}_{x3},$$

где $\dot{U}_{x3}$ —падение напряжения на сопротивлении Z_3 при $Z_4=\infty$,

$$\dot{U}_{x3}=\frac{Z_1Z_3}{\underline{Z_{12}}}\cdot\frac{1}{\underline{\underline{Z_{12}}}+\underline{Z_{35}}}\dot{U}_1.$$

Тогда напряжение холостого хода, являющееся э. д. с. эквивалентного генератора,

$$\dot{U}_x=\frac{\underline{\underline{Z_{12}}}+\frac{Z_2Z_3}{\underline{Z_{12}}}+Z_5}{\underline{\underline{Z_{12}}}+\underline{Z_{35}}}\dot{U}_1.$$

Выходное сопротивление схемы (рис. 41, *б*) или внутреннее сопротивление эквивалентного генератора э. д. с.

$$Z_i=\frac{Z_3(\underline{\underline{Z_{12}}}+Z_5)}{\underline{\underline{Z_{12}}}+\underline{Z_{35}}}$$

находится с помощью схемы на рис. 41, *в* полученной из схемы на рис. 41, *б* путем замыкания накоротко генератора $\dot{U}_1$.

Согласно теореме

$$\dot{U}_2=\frac{Z_4}{Z_i+Z_4}\dot{U}_x=\frac{Z_4}{Z_i+Z_4}\cdot\frac{\underline{\underline{Z_{12}}}+\frac{Z_2Z_3}{\underline{Z_{12}}}+Z_5}{\underline{\underline{Z_{12}}}+\underline{Z_{35}}}\dot{U}_1.$$

Отсюда, после подстановки значения Z_i , комплексный коэффициент передачи четырехполюсника

$$\tilde{K}=\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}=\frac{Z_4}{\underline{Z_{34}}}\cdot\frac{\underline{\underline{Z_{12}}}+\frac{Z_2Z_3}{\underline{Z_{12}}}+Z_5}{\underline{\underline{Z_{12}}}+\underline{\underline{Z_{34}}}+Z_5}. \qquad \text{(II-138)}$$

С помощью уравнения (II-138) ниже произведен анализ двух мостовых схем регуляторов тембра.

Схема с последовательным *LC*-контуром в диагонали моста. На рис. 42 изображена схема регулятора тембра с *LC*-контуром в диагонали моста, пользуясь которой на

резонансной частоте можно получать пик или провал на частотной характеристике.

Из схемы следует, что при $\frac{aR_3}{(1-a)R_3} = \frac{R_1}{R_2}$ или, иначе, $a = \frac{R_1}{R_{12}}$ наблюдается баланс моста и частотная характеристика равномерна. При $a < \frac{R_1}{R_{12}}$ цепь создает пик, а при $a > \frac{R_1}{R_{12}}$ — провал на частотной характеристике.

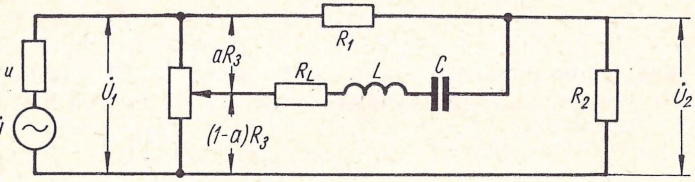


Рис. 42. Схема регулятора тембра с последовательным LC-контуром в диагонали моста.

Из сопоставления схем, приведенных на рис. 41, *а* и 42, видно, что

$$Z_1 = aR_3;\ Z_2 = (1-a)R_3;\ Z_3 = R_1;\ Z_4 = R_2;$$

$$Z_5 = R_L + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right).$$

Подставляя значения сопротивлений в выражение (II-138), после несложных преобразований получаем уравнение комплексного коэффициента коррекции для цепи с резонансным пиком $\left(\text{когда } 0 < a < \frac{R_1}{R_{12}}\right)$:

$$\tilde{m}_A = \frac{\tilde{K}_{A\,\max}}{K_{A\,\min}} = n_A \frac{1 + j\dfrac{x_1}{r_A}}{1 + jn_A \dfrac{x_1}{r_A}} = n_A \frac{1 + j\sigma_A}{1 + jn_A\,\sigma_A},$$

т. е. уравнение, соответствующее частотно-эквивалентной схеме A (см. табл. 7). В рассматриваемом случае:

$K_{A\,\max}$ —максимальное значение коэффициента передачи при данном положении ползунка регулятора, наблюдающееся при $x_{\text{I}} = 0$,

$$K_{A\,\max} = \frac{R_2}{R_{\underline{12}}} \cdot \frac{(1-a)R_1 + a(1-a)R_3 + R_L}{R_{12}^{=} + a(1-a)R_3 + R_L} = \\ = n_A K_{A\,\min}; \qquad \text{(II-139)}$$

r_A и R_A —параметры частотно-эквивалентной схемы A (табл. 7),

$$r_A = (1-a)R_1 + a(1-a)R_3 + R_L; \qquad \text{(II-140)}$$

$$R_A = \frac{R_{\underline{12}}}{R_1} \cdot \frac{R_{12}^{=} + a(1-a)R_3 + R_L}{(1-a)R_1 - aR_2} r_A; \qquad \text{(II-141)}$$

$n_A = 1 + \dfrac{r_A}{R_A}$ —глубина коррекции;

$$n_A = 1 + \frac{R_1}{R_{\underline{12}}} \cdot \frac{(1-a)R_1 - aR_2}{R_{12}^{=} + a(1-a)R_3 + R_L}. \qquad \text{(II-142)}$$

Если ползунок регулятора находится ниже точки $a = \dfrac{R_1}{R_{\underline{12}}}$, т. е. $1 > a > \dfrac{R_1}{R_{\underline{12}}}$, то аналогично получается уравнение комплексного коэффициента коррекции для цепи с резонансным провалом

$$\tilde{m}_D = \frac{\tilde{K}_D}{K_{D\,\min}} = n_D \frac{1 - j\dfrac{R_D}{x_{\text{II}}}}{1 - jn_D \dfrac{R_D}{x_{\text{II}}}} = n_D \frac{1 - j\sigma_D}{1 - jn_D\sigma_D},$$

которое соответствует частотно-эквивалентной схеме D (см. табл. 7). В этом случае

$K_{D\,\max}$ —максимальное значение коэффициента передачи при данном положении ползунка регулятора, наблюдающееся при $x_{\text{II}} = \infty$,

$$K_{D\,\max} = \frac{R_2}{R_{\underline{12}}} = \frac{K_{A\,\max}}{n_A} = K_{A\,\min}; \qquad \text{(II-143)}$$

r_D и R_D —параметры частотно-эквивалентной схемы D (табл. 7),

$$r_D = \frac{R_1}{R_{12}} [aR_2 - (1-a) R_1]; \qquad \text{(II-144)}$$

$$R_D = (1-a) R_1 + a(1-a) R_3 + R_L; \qquad \text{(II-145)}$$

$n_D = 1 + \frac{r_D}{R_D}$ —глубина коррекции,

$$n_D = 1 + \frac{R_1}{R_{12}} \cdot \frac{aR_2 - (1-a) R_1}{(1-a) R_1 + a(1-a) R_3 + R_L}. \qquad \text{(II-146)}$$

Может показаться, что $R_D = r_A$, так как правые части формул (II-140) и (II-145) внешне одинаковы. Однако надо помнить, что формула (II-140) справедлива, когда $0 < a < \frac{R_1}{R_{12}}$, а формула (II-145) — когда $1 > a > \frac{R_1}{R_{12}}$.

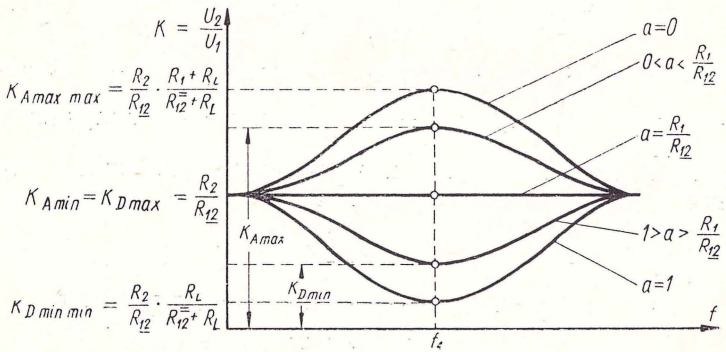


Рис. 43. Семейство частотных характеристик регулятора тембра (рис. 42) на участке регулирования.

Ценным для эксплуатации свойством схемы на рис. 42 является то, что в некорректирующихся областях диапазона частот коэффициент передачи $K_{A\,min} = K_{D\,max} = \frac{R_2}{R_{12}}$, т. е. практически не зависит от положения

ползунка регулятора. Таким образом, в процессе регулировки уровень некорректирующегося сигнала не изменяется (рис. 43).

При расчете регулятора тембра обычно исходят из требуемого значения максимального подъема на частотной характеристике, соответствующего верхнему положению ползунка регулятора (когда $a=0$), резонансной частоты f_4 и частоты f_2, при которой высота подъема, выраженная в децибелах, достигает половины максимального значения (см. табл. 7) величины сопротивления R_1 и вероятного значения добротности контура Q.

Основные расчетные формулы выводятся в следующем порядке. При $a=0$ значение параметра частотно-эквивалентной схемы (табл. 7)

$$r_{A_{a=0}} = R_{1L} . \qquad \text{(II-140a)}$$

Принимая во внимание, что сопротивление катушки $R_L = \frac{2\pi f_4 L}{Q}$, подставляем значение $r_{A_{a=0}}$ в выражение (II-85) и решаем получившееся уравнение относительно L. Тогда

$$L = \frac{QR_1 f_2}{2\pi \left[Q \sqrt{n_{A\max} (f_4^2 - f_2^2)} - f_2 f_4 \right]} . \qquad \text{(II-147)}$$

Затем по формуле (II-87) определяем емкость конденсатора контура C.

Максимальное значение глубины коррекции $n_{A\max}$, наблюдающееся при $a=0$, находим по формуле (II-142)

$$n_{A\max} = n_{A_{a=0}} = \frac{R_{1L}}{R_{12} + R_L} . \qquad \text{(II-142a)}$$

Решив (II-142a) относительно R_2 — сопротивления параллельного плеча схемы (рис. 42), получим

$$R_2 = \frac{R_1 [R_1 - (n_{A\max} - 1) R_L]}{(n_{A\max} - 1) R_{1L}} . \qquad \text{(II-148)}$$

Максимальная глубина провала соответствует нижнему положению ползунка регулятора, когда $a=1$, и

определяется величиной $n_{D\,max}$, которая согласно формуле (II-146) имеет величину

$$n_{D\,max} = n_{D_{a=1}} = 1 + \frac{R_{12}^{=}}{R_L}. \qquad \text{(II-146 а)}$$

В реальных условиях регулятор тембра подключается к источнику сигнала с внутренним сопротивлением $r_и$. Входное сопротивление регулятора меняется с частотой, что приводит к некоторому уменьшению максимального значения глубины коррекции. Для учета этого уменьшения нужно знать предельные значения входного сопротивления регулятора при $a=0$. Из рис. 43 видно, что максимальное значение входного сопротивления наблюдается при $x_1 = \infty$:

$$r_{вх\,max} = \frac{R_3 R_{12}}{R_{\underline{123}}}, \qquad \text{(II-149)}$$

а минимальное — при $x_1 = 0$:

$$r_{вх\,min} = \frac{R_3 (R_{1L}^{=} + R_2)}{R_{\underline{23}} + R_{1L}^{=}}. \qquad \text{(II-150)}$$

Коэффициент влияния входной цепи на максимальную глубину коррекции, показывающий, во сколько раз в реальной схеме она уменьшится, определяется по формуле

$$n_{вх} = \frac{r_{вх\,max}}{r_и + r_{вх\,max}} \cdot \frac{r_и + r_{вх\,min}}{r_{вх\,min}} \qquad \text{(II-151)}$$

и реальная величина максимальной глубины коррекции

$$n_{A\,э} = \frac{n_{A\,max}}{n_{вх}}. \qquad \text{(II-152)}$$

Представление о порядке величин данных рассмотренной корректирующей цепи можно получить из следующего примера. Пусть заданы: максимальный подъем $m_{дб\,max} = 14$ *дб*, выполняемый собственно цепью (без учета влияния сопротивления источника сигнала $r_и$), что соответствует максимальному значению глубины коррекции $n_{A\,max} = 5$; резонансная частота $f_4 = 12$ *кгц*, частота $f_2 = 6$ *кгц*, при которой наблюдается подъем, равный половине максимального (в децибелах); вероятная добротность *LC*-контура $Q = 6$; величины

сопротивлений, входящих в схему моста, $R_1 = 5$ *ком* и $R_3 = 10$ *ком*; сопротивление источника сигнала $r_и = 200$ *ом*. В результате вычислений получим следующие данные: $L = 21$ *мгн*; $R_L = 262$ *ом*; $C = 84{,}4 \cdot 10^{-9}$ *ф*; $R_2 \approx 940$ *ом*; $r_{вх\,max} = 3{,}73$ *ком*; $r_{вх\,min} = 1{,}07$ *ком*. В этом случае максимальная величина глубины коррекции провала, создаваемого собственно мостом, $n_{D\,max} = 4$, а коэффициент влияния входной цепи $n_{вх} = 1{,}13$, что соответствует снижению максимального подъема на 1 *дб*. Таким образом, реальная величина подъема получилась равной не 14 *дб*, а 13 *дб*. Для уменьшения $n_{вх}$ необходимо, чтобы перед корректирующей цепью находился источник сигнала с малым внутренним сопротивлением $r_и$ (например, катодный повторитель в ламповом усилителе, каскад с общим коллектором в транзисторном усилителе, или обычный усилительный каскад с понижающим трансформатором).

Схема типа *RC*. На рис. 44 приведена схема регулятора тембра типа *RC*, пользуясь которой можно получать регулируемые плавные подъемы или спады на частотной характеристике в области низких и высоких частот. Ниже показано, что рассматриваемый регулятор тембра с достаточной для инженерных расчетов точностью можно рассчитывать как ступенчатые цепи.

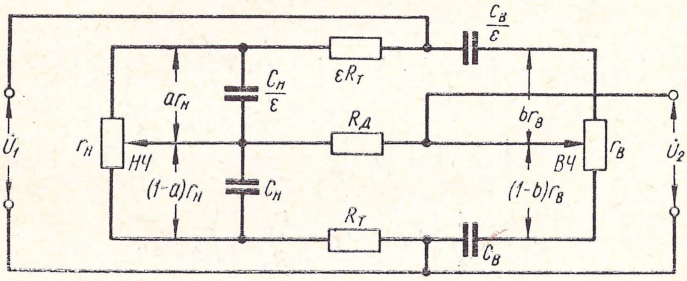


Рис. 44. Схема регулятора тембра типа *RC*, создающего плавные подъемы или спады на низких и высоких частотах.

При соответствующем выборе элементов эквивалентную схему регулятора в области низких частот можно представить так, как это показано на рис. 45, *а*, а в области высоких частот — как на рис. 45, *б*.

Схема для высоких частот. Из сопоставления схемы на рис. 41, *а* с эквивалентной схемой для высоких частот (рис. 45, *б*) видно, что $Z_1 = \varepsilon R_т$; $Z_2 = R_т$; $Z_3 = bR_в - j\frac{\varepsilon}{\omega C_в}$; $Z_4 = (1-b)R_в$; $Z_5 = R_д$. Подставляя значе-

ния сопротивлений в выражение (II-138), получаем уравнение комплексного коэффициента передачи

$$\widetilde{K} = \frac{1}{1+\varepsilon} \cdot \frac{1-\zeta\omega^2 + j\varkappa\omega}{1-\lambda\omega^2 + j\varkappa\omega}, \qquad \text{(II-153)}$$

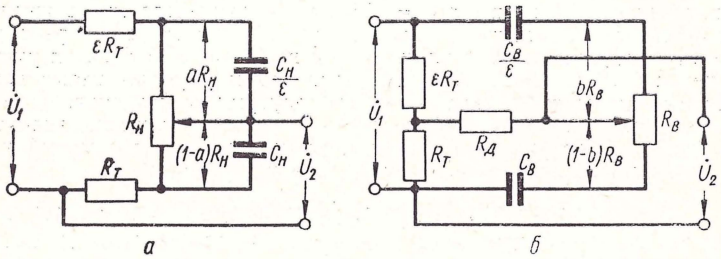


Рис. 45. Эквивалентные схемы регулятора тембра типа *RC* для частот:
а — низких; *б* — высоких.

где

$$\zeta = \frac{1}{\varepsilon}(1-b)\left[b + (1+\varepsilon)\frac{R_р}{R_в}\right] R_в^2 C_в^2;$$

$$\varkappa = \frac{1}{\varepsilon}\left[b + (1+\varepsilon)\frac{R_р}{R_в} + \varepsilon(1-b)\right] R_в C_в;$$

$$\lambda = \frac{1}{\varepsilon}\left[b(1-b)\frac{R_р}{R_в}\right] R_в^2 C_в^2;$$

$$R_р = \frac{\varepsilon}{1+\varepsilon} R_т + R_д. \qquad \text{(II-154)}$$

Очевидно, что коэффициент передачи при $\omega = 0$

$$K_{\omega=0} = \frac{1}{1+\varepsilon} \qquad \text{(II-155)}$$

и при $\omega = \infty$

$$K_{\omega=\infty} = \frac{1}{1+\varepsilon} \cdot \frac{\zeta}{\lambda} = \frac{1}{1+\varepsilon} \cdot \frac{b + (1+\varepsilon)\dfrac{R_р}{R_в}}{b + \dfrac{R_р}{(1-b)R_в}}. \qquad \text{(II-156)}$$

Выражение (II-156) свидетельствует о том, что в некорректируемой части диапазона частот коэффициент передачи постоянен и не зависит от величины b, т. е. от положения ползунка регулятора высоких частот, что является преимуществом данной схемы.

При определенном положении ползунка, когда $b=b_0$, мост сбалансирован и его коэффициент передачи не зависит от частоты. Из выражения (II-153) следует, что баланс моста выполняется при условии $1=\frac{\zeta}{\lambda}$.

Подставляя значения ζ и λ, получим уравнение $(1-b_0)(1+\varepsilon)=1$, откуда

$$b_0=\frac{\varepsilon}{1+\varepsilon}. \qquad \text{(II-157)}$$

В верхнем положении ползунка регулятора (рис. 45, *б*) должен наблюдаться подъем верхних частот, в нижнем — западание. Таким образом, при $0 \leqslant b<b_0$ наблюдается подъем, а при $1 \geqslant b>b_0$ — западание верхних частот. Принимая во внимание, что при подъеме в области высоких частот минимальный коэффициент передачи $K_{\min} \approx K_{\omega=0}$ *, находим уравнение комплексного коэффициента коррекции

$$\underset{0 \leqslant b < b_0}{\tilde{m}} = \frac{\tilde{K}}{K_{\omega=0}} =$$

$$= n_{\text{в}} \frac{1-\frac{R_{\text{э}}}{\varepsilon}(1-b)R_{\text{в}}C_{\text{в}}^2\omega^2+j\left[\frac{R_{\text{э}}}{\varepsilon}+(1-b)R_{\text{в}}\right]C_{\text{в}}\omega}{(1-b)\frac{R_{\text{э}}}{r_{\text{э}}}-\frac{R_{\text{э}}}{\varepsilon}(1-b)r_{\text{в}}C_{\text{в}}^2\omega^2+j(1-b)\frac{R_{\text{э}}}{r_{\text{э}}}\left[\frac{R_{\text{э}}}{\varepsilon}+(1-b)R_{\text{в}}\right]C_{\text{в}}\omega}, \qquad \text{(II-158)}$$

* Вообще говоря, реальное минимальное значение коэффициента передачи $K_{\min\,\text{р}}<K_{\omega=0}$. Однако расхождение между $K_{\min}$ и $K_{\omega=0}$ несущественно (см. пример и рис. 47), а выражение, описывающее $K_{\min\,\text{р}}$, громоздко. Поэтому можно считать, что $K_{\min} \approx K_{\omega=0}$.

где

$$n_в = 1 + [(1 + \varepsilon)(1 - b) - 1]\frac{R_р}{r_э}; \quad \text{(II-159)}$$

$$R_э = bR_в + (1 + \varepsilon)R_р;$$

$$r_э = b(1 - b)R_в + R_р.$$

Согласно принятым ранее обозначениям комплексный коэффициент коррекции $\tilde{m} = \frac{\tilde{K}}{K_{min}}$. Однако при рассмотрении спадов, создаваемых регулятором тембра, этим отношением пользоваться нельзя, так как при $b = 1$ $K_{min} = K_{\omega=\infty} = 0$. Поэтому в данном случае будем полагать, что

$$\tilde{m} = \frac{\tilde{K}}{K_{max}} = \frac{\tilde{K}}{K_{\omega=0}}, \quad \text{(II-158а)}$$

т. е. будем пользоваться тем же уравнением (II-158), что и при подъеме.

Таким образом, все семейство характеристик — с подъемами и с западаниями — можно вычерчивать на одном графике.

Схема рассчитывается из условия получения необходимого максимального подъема на верхней граничной частоте, который наблюдается при $b = 0$. Тогда выражение (II-158) принимает следующий вид:

$$\tilde{m}_{b=0} = \frac{\tilde{K}}{K_{\omega=0}} =$$

$$= (1 + \varepsilon)\frac{b_0 - R_р R_в C_в^2 \omega^2 + j(R_р + b_0 R_в) C_в \omega}{\varepsilon - R_р R_в C_в^2 \omega^2 + j(1 + \varepsilon)(R_р + b_0 R_в) C_в \omega}. \quad \text{(II-158б)}$$

У обычных регуляторов $\varepsilon > b_0$. На достаточно высоких частотах $R_р R_в C_в^2 \omega^2 \gg \varepsilon$ и для этой области частот уравнение (II-158б) можно записать в упрощенном виде:

$$\tilde{m}_{b=0} \approx (1 + \varepsilon)\frac{1 - j\dfrac{R_р + b_0 R_в}{R_р R_в C_в} \cdot \dfrac{1}{\omega}}{1 - j(1 + \varepsilon)\dfrac{R_р + b_0 R_в}{R_р R_в C_в} \cdot \dfrac{1}{\omega}}. \quad \text{(II-158в)}$$

Из сопоставления (II-158в) с (II-26) видно, что в области высоких частот рассматриваемая схема имеет свойства ступенчатой цепи с повышением уровня высоких частот, причем параметры частотно-эквивалентной схемы на рис. 46 имеют следующие значения:

$$r_{b=0} = \frac{R_р R_в}{R_р + b_0 R_в}; \qquad \text{(II-160)}$$

$$R_{b=0} = \frac{r}{\varepsilon} \qquad \text{(II-161)}$$

и максимальная глубина коррекции при подъеме

$$n_{в\,max} = \underset{b=0}{n_в} = 1 + \varepsilon. \qquad \text{(II-159 а)}$$

Следовательно, схему моста для высоких частот (рис. 45, *б*) можно расчитывать как обычную ступенчатую цепь с повышением уровня высоких частот.

Пример. Требуется рассчитать мостовую схему регулятора тембра высоких частот (рис. 45, *б*), создающую максимальный подъем (при $b=0$ — верхнее положение ползунка) $m_{в\,дб} = 20$ *дб* на частоте $f_в = 15$ *кгц*. Заданы следующие величины активных сопротивлений: $R_т = 10$ *ком*; $R_в = 1$ *Мом*; $R_д = 100$ *ком*.

Подъем $m_{в\,дб} = 20$ *дб* соответствует значению величины $m_в = 10$. По формуле (II-61) определяем глубину коррекции ступенчатой цепи

$$n_{в\,max} = \sqrt{2m_в^2 - 1} = \sqrt{2 \cdot 10^2 - 1} = 14{,}1.$$

Отсюда, согласно выражению (II-159а), $\varepsilon = 13{,}1$, а положение ползунка при балансе моста b_0 находим по формуле (II-157):

$$b_0 = \frac{\varepsilon}{1 + \varepsilon} = \frac{13{,}1}{14{,}1} = 0{,}93.$$

Величина расчетного сопротивления $R_р$ вычисляется по формуле (II-154):

$$R_р = b_0 R_т + R_д = 0{,}93 \cdot 10^4 + 10^5 = 1{,}093 \cdot 10^5 \text{ ом},$$

а сопротивление последовательного плеча частотно-эквивалентной схемы — по формуле (II-160):

$$r_{b=0} = \frac{R_р R_в}{R_р + b_0 R_в} = \frac{1{,}093 \cdot 10^5 \cdot 10^6}{1{,}093 \cdot 10^5 + 0{,}93 \cdot 10^6} = 105 \text{ ком}.$$

Далее по формулам (II-62), (II-55) и (II-155) определяем: постоянную времени

$$\tau_{1в} = \frac{n_{max}}{\omega_в} = \frac{14{,}1}{2\pi \cdot 15 \cdot 10^3} = 150 \text{ мксек},$$

емкость конденсатора

$$C_в = \frac{\tau_{1в}}{r_в} = \frac{150 \cdot 10^{-6}}{105 \cdot 10^3} = 1420 \text{ пф}$$

и коэффициент передачи при $\omega = 0$

$$K_{\omega=0} = \frac{1}{1+\varepsilon} = \frac{1}{14{,}1} = 0{,}0709.$$

На рис. 46 изображены частотные характеристики рассчитанного регулятора, вычисленные по точной формуле, полученной из равенств (II-158) и (II-158а). Инте-

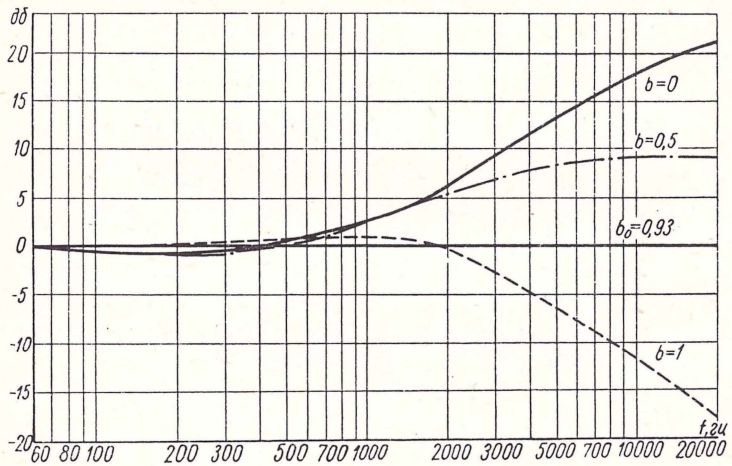


Рис. 46. Семейство частотных характеристик регулятора тембра высоких частот (рис. 45, *б*), построенных по данным примера.

ресно отметить, что частотная характеристика обычной ступенчатой цепи с повышением уровня высоких частот, вычисленная при $n = n_{в\,max} = 14{,}1$; $r = r_{b=0} = 105$ *ком* и $C = C_в = 1420$ *пф*, практически совпадает с кривой при $b = 0$, проходя немного выше в области средних частот.

Максимальное расхождение между кривыми наблюдается при частоте 500 *гц* и достигает всего 0,5 *дб*.

Схема для низких частот. Эквивалентная схема регулятора тембра для низких частот (рис. 45, *а*) представляет собой делитель напряжения с комплексными сопротивлениями в обоих плечах, у которого сопротивление последовательного плеча

$$Z_1 = \varepsilon R_т + \frac{aR_н}{1 + j\frac{a}{\varepsilon} R_н C_н \omega}$$

и параллельного плеча

$$Z_2 = R_т + \frac{(1-a) R_н}{1 + j(1-a) R_н C_н \omega}.$$

Комплексный коэффициент передачи делителя $\tilde{K} = \frac{Z_2}{Z_{12}}$, или, если подставить значение Z_1 и Z_2,

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{1}{1+\varepsilon} \cdot \frac{R_т + (1-a) R_н - \chi\omega^2 + j\psi\omega}{R_т + \frac{R_н}{1+\varepsilon} - \chi\omega^2 + j\psi\omega}, \quad \text{(II-162)}$$

где

$$\chi = \frac{a}{\varepsilon}(1-a) R_т (R_н C_н)^2;$$

$$\psi = \left[\left(1 - a + \frac{a}{\varepsilon}\right) R_т + \frac{a}{\varepsilon}(1-a) R_н\right] R_н C_н.$$

Очевидно, что коэффициент при $\omega = 0$

$$K_{\omega=0} = \frac{1}{1+\varepsilon} \cdot \frac{R_т + (1-a) R_н}{R_т + \frac{R_н}{1+\varepsilon}} \quad \text{(II-163)}$$

и при $\omega = \infty$

$$K_{\omega=\infty} = \frac{1}{1+\varepsilon}. \quad \text{(II-164)}$$

Выражение (II-164) свидетельствует о том, что в некорректируемой части диапазона частот коэффициент передачи постоянен и не зависит от положения ползунка регулятора низких частот, т. е. от величины a.

При определенном положении ползунка регулятора, когда $a = a_0$, наблюдается частотный баланс делителя, и его коэффициент передачи не зависит от частоты. Значение a_0 находится из условия частотного баланса, вытекающего из уравнения (II-162):

$$R_т + (1 - a_0) R_н = R_т + \frac{R_н}{1 + \varepsilon},$$

или

$$(1 - a_0)(1 + \varepsilon) = 1,$$

откуда

$$a_0 = \frac{\varepsilon}{1 + \varepsilon}. \qquad \text{(II-165)}$$

Из сопоставления выражений (II-165) и (II-157) видно, что баланс по низким и по высоким частотам у схемы на рис. 44 наблюдается при одинаковых положениях ползунков регуляторов низких и высоких частот.

При положении ползунка, когда $0 \leqslant a < a_0$, наблюдается подъем низких частот, а при $1 \geqslant a > a_0$ — западание.

При определении коэффициента коррекции для подъема и для западания возьмем отношение $\frac{\tilde{K}}{K_{\omega=\infty}}$, т. е. поступим так же, как и для схемы высоких частот. При таком способе можно на одном графике построить все семейство частотных характеристик. Из уравнений (II-162) и (II-164) следует, что

$$\tilde{m} = \frac{\tilde{K}}{K_{\omega=\infty}} = \frac{R_г + (1 - a) R_н - \chi\omega^2 + j\psi\omega}{R_т + \frac{R_н}{1 + \varepsilon} - \chi\omega^2 + j\psi\omega}. \qquad \text{(II-166)}$$

Исходными данными для расчета являются нижняя граничная частота $f_н$, известная из расчета схемы верхних частот, максимальная величина глубины коррекции $n_{в\,max} = 1 + \varepsilon$ и принятое значение $R_н$, которое обычно

выбирают равным $R_в$. Тогда, учитывая, что при верхнем положении ползунка регулятора ($a=0$) делитель превращается в простую ступенчатую цепь с повышением уровня низких частот *, с помощью уравнения (II-166) определяем параметры цепи

$$R_{a=0} = R_{т.\,н}^{=} \qquad \text{(II-167)}$$

и

$$n_{н\,max} = n_{a=0} = \frac{K_{\omega=0}}{K_{\omega=\infty}} = 1 + \frac{\varepsilon R_н}{R_н + (1+\varepsilon) R_т}. \qquad \text{(II-168)}$$

Дальнейший расчет производится как расчет обычной ступенчатой цепи.

Пример. Примем известные данные предыдущего примера $\varepsilon = 13{,}1$, $R_т = 10$ *ком*, положим, что $R_н = R_в = 1$ *Мом* и нижняя граничная частота диапазона $f_н = 30$ *гц*.

По формуле (II-168) определяем максимальную глубину коррекции

$$n_{н\,max} = 1 + \frac{\varepsilon R_н}{R_н + (1+\varepsilon) R_т} = 1 + \frac{13{,}1 \cdot 10^6}{10^6 + 14{,}1 \cdot 10^4} = 12{,}5,$$

что меньше $n_{в\,max}$ на 1,05 *дб*. Если принять, что частота $f_н$ соответствует абсциссе точки *2* частотной характеристики (рис. 20), то согласно формуле (II-63) находим постоянную времени

$$\tau_{1н} = \frac{1}{2\pi\, n_{н\,max} f_н} = \frac{1}{2\pi \cdot 12{,}5 \cdot 30} = 424\ \textit{мксек}.$$

По формуле (II-167) вычисляем сопротивление частотно-эквивалентной схемы

$$R_{a=0} = R_{т.\,н}^{=} = \frac{10^4 \cdot 10^6}{10^4 + 10^6} = 9{,}9\ \textit{ком}.$$

Тогда по формулам (II-58) и (II-38) рассчитываем величину емкости

$$C_н = \frac{\tau_{1н}}{R_{a=0}} = \frac{4{,}24 \cdot 10^{-4}}{9{,}9 \cdot 10^3} \approx 0{,}043\ \textit{мкф}$$

и подъем на частоте $f_н = 30$ *гц*

$$m_{н\,дб} = 10 \lg \frac{1 + n_{н\,max}^2}{2} = 10 \lg \frac{1 + 12{,}5^2}{2} = 18{,}96\ \textit{дб}.$$

* При нижнем положении ползунка регулятора, когда $a=1$, делитель превращается в ступенчатую цепь с повышением уровня высоких частот.

В примере подъем получился меньше на 1,04 *дб*, чем на граничной верхней частоте при $b=0$. Частотный баланс делителя наблюдается при $a_0=b_0=0{,}93$. Величина коэффициента передачи в нерегулируемой области диапазона частот

$$K_{\omega=\infty}=\frac{1}{1+\varepsilon}=0{,}0709.$$

На рис. 47 изображено семейство частотных характеристик регулятора нижних частот, вычисленных с помощью уравнения (II-166).

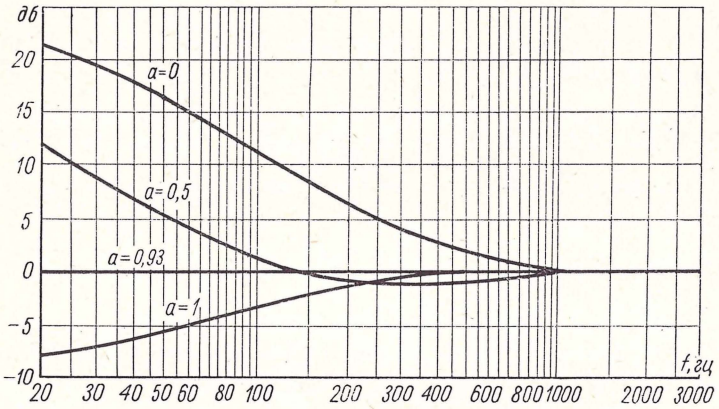


Рис. 47. Семейство частотных характеристик регулятора тембра частот (рис. 45, *а*), построенных по данным примера.

Следует помнить, что при включении регулятора в схему усилителя частотные характеристики схемы будут отличаться от вычисленных по формуле (II-166). Для получения малых расхождений необходимо, чтобы нагрузочное сопротивление регулятора было во много раз больше его выходного сопротивления, а внутреннее сопротивление источника сигнала — во много раз меньше входного. Для выполнения второго требования в ламповых усилителях перед регулятором включают катодный повторитель.

ГЛАВА III

ЛАМПОВЫЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЦЕПИ С ОДНИМ РЕАКТИВНЫМ ДВУХПОЛЮСНИКОМ

§ 9. ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ, ПОНЯТИЕ О КОМБИНИРОВАННЫХ ЦЕПЯХ

В данной главе рассматриваются некоторые схемы активного неавтономного корректирующего четырехполюсника, являющегося специальным усилителем с электронными лампами, в котором величины параметров ламп заметно влияют на форму частотной характеристики. В ламповых корректирующих цепях обычно применяются реостатные каскады с дополнительными элементами: активными сопротивлениями и реактивным двухполюсником. Эти элементы включаются в схему как часть нагрузки усилителя или в цепь обратной связи, которая также нагружает усилитель.

При соответственно выбранных данных собственно реостатного усилителя, предназначенного для введения корректирующих элементов, его частотная характеристика в заданном звуковом диапазоне частот практически равномерна. При этом значительно упрощаются эквивалентные схемы для переменного тока, так как можно считать, что на нижней граничной частоте диапазона равны нулю все сопротивления разделительных конденсаторов, конденсаторов, шунтирующих сопротивления катодных смещений, гасящих сопротивлений в цепях экранирующих сеток и конденсаторов развязывающих фильтров. На верхней граничной частоте сопротивления входных и выходных емкостей ламп и емкости монтажа равны бесконечности *.

* В некоторых схемах усилительных каскадов, имеющих сравнительно большое выходное активное сопротивление (например, пентодный и каскодный усилители с большими нагрузочными сопротивлениям), влиянием указанных паразитных емкостей в звуковом диапазоне частот пренебрегать нельзя (см. § 20).

Таким образом, в эквивалентной схеме ламповой корректирующей цепи остаются только активные сопротивления и реактивный двухполюсник. На основании указанных допущений были исследованы сложные ламповые корректирующие цепи.

На практике часто нужны такие формы частотных характеристик, которые могут быть обеспечены двумя

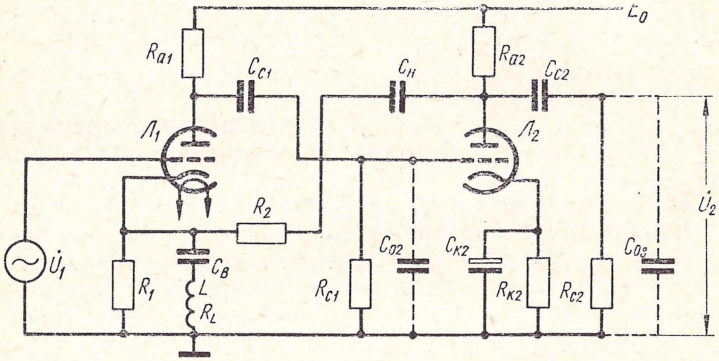


Рис. 48. Схема двухкаскадного корректирующего усилителя воспроизведения магнитных фонограмм.

(или более) независимыми корректирующими цепями с одним реактивным двухполюсником или одной сложной корректирующей цепью. Применение одной сложной цепи экономически выгоднее, так как нужно меньше деталей и, кроме того, снижаются непроизводительные потери в усилении.

Если в сложной корректирующей цепи используются два реактивных двухполюсника, существенно влияющих на форму характеристики в противоположных участках рабочего диапазона частот, то ее можно анализировать теми же методами, что и корректирующую цепь с одним реактивным двухполюсником. Такие цепи называются комбинированными. К ним относится широко применяемая схема корректирующего усилителя воспроизведения магнитных фонограмм (рис. 48), частотная характеристика которого имеет подъем на низких и высоких частотах (рис. 50, сплошная кривая). Принцип действия схемы, показанной на рис. 48, состоит в следующем. При повышении частоты сигнала в области низких частот уменьшается сопротивление первого двухполюсника –

конденсатора $C_н$, вследствие чего углубляется обратная связь и снижается усиление. По мере дальнейшего повышения частоты уменьшается сопротивление второго двухполюсника — последовательного контура $LC_в$, вследствие чего уменьшается глубина обратной связи и

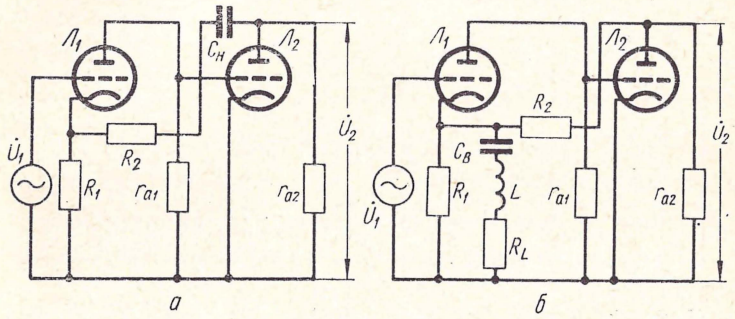


Рис. 49. Схемы для переменного тока усилителя (рис. 48) в идеализированном виде для частот:
а — низких; *б* — высоких.

увеличивается усиление схемы. На резонансной частоте сопротивление контура $LC_в R_L$ равно только R_L и усиление достигает максимума.

Если учесть все реактивные сопротивления, указанные на схеме (рис. 48), то уравнение частотной характеристики получится сложным и громоздким. Такое уравнение не пригодно для инженерных расчетов элементов схемы по заданной форме частотной характеристики. Поэтому воспользуемся методом приближенного расчета.

Сначала идеализируем собственно усилитель, исключив из него реактивные элементы, которые в заданном диапазоне частот существенно не влияют на форму частотной характеристики, т. е. принимаем $C_с = C_{с2} = C_к = \infty$, а $C_{02} = C_{03} = 0$. Затем, полагая, что сопротивление источника анодного питания для переменного тока равно нулю, составляем эквивалентные схемы для низких и высоких частот. Схему для низких частот получаем, исключая реактивный двухполюсник, не влияющий на частотную характеристику в этой области частот, т. е. полагая $C_в = 0$ (рис. 49, *а*). Аналогично находим и схему для высоких частот, принимая $C_н = \infty$ (рис. 49, *б*). Таким образом, в эквивалентных схемах для

низких и высоких частот остается только по одному реактивному двухполюснику.

Ниже показано, что уравнения частотных характеристик схем, изображенных на рис. 49, и простейших комплексных делителей напряжения (частотно-эквивалент-

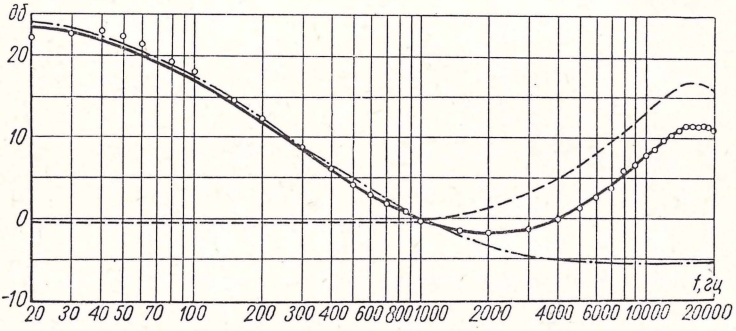


Рис. 50. Частотные характеристики усилителя (рис. 48), построенные по данным примера:
— — — и —·—·— вычисленные для идеализированных схем (рис. 49);
—— суммарная; ○○○ — экспериментальная.

ных схем, рис. 16) одинаковы. Для получения приближенной частотной характеристики комбинированной корректирующей цепи нужно отдельно вычислить характеристики схем для низких и высоких частот (в масштабе децибел) и сложить их в рабочем диапазоне. По параметрам частотно-эквивалентных схем сравнительно просто определяются и основные элементы схемы (рис. 48) с помощью формул, выведенных в § 4, 5, 6, 10, 11.

На рис. 50 штриховой и штрих-пунктирной линиями показаны теоретические частотные характеристики для схем, приведенных на рис. 49, сплошной линией — суммарная теоретическая характеристика, точки были сняты экспериментально для схемы на рис. 48 (расчет схемы и ее данные приведены в § 14). Из сопоставления экспериментальных точек и суммарной вычисленной частотной характеристики видно, что принятые идеализация схемы и метод расчета комбинированной корректирующей цепи вполне оправданы, так как точность совпадения в диапазоне частот 20—20 000 *гц* достаточно высока. Небольшое несоответствие экспериментальных точек и теоретической кривой в области низких частот объясняется влиянием

разделительного конденсатора C_{c1}, емкость которого сравнительно невелика. При бо́льших величинах C_{c1} совпадение эксперимента и приближенно вычисленной кривой еще полней *.

Экспериментальные проверки других цепей, условно названных ламповыми корректирующими цепями с одним реактивным двухполюсником, также подтвердили правильность принятой идеализации реостатных усилителей, входящих в такие корректирующие цепи.

§ 10. СХЕМЫ С РЕАКТИВНЫМ ДВУХПОЛЮСНИКОМ В ПАРАЛЛЕЛЬНОМ ПЛЕЧЕ

В этом параграфе приведен анализ схем ламповых корректирующих цепей с одним реактивным двухполюсником x_{II}, форма частотной характеристики которых описывается уравнением (II-7). Частотные свойства ламповых корректирующих цепей с одним реактивным двухполюсником рассчитываются по известным параметрам r, R и x_{II} так же, как и простых делителей (гл. II).

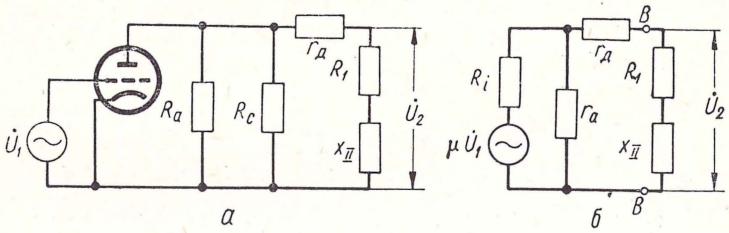


Рис. 51. Схемы для переменного тока корректирующего усилительного каскада с одним реактивным двухполюсником x_{II} в делителе напряжения:
а — принципиальная; *б* — эквивалентная.

Простейшие схемы. *Комплексный делитель.* На рис. 51, *а* изображена простая схема корректирующей цепи с одним реактивным двухполюсником x_{II}. В схему,

* В § 19 приведено исследование влияния величины емкости C_{c1} на форму частотной характеристики в области низких частот в двухкаскадных схемах типа схем на рис. 49 и дан расчет оптимальной величины C_{c1} для получения частотной характеристики, наиболее приближающейся к кривой, рекомендованной для усилителей воспроизведения магнитных фонограмм.

помимо сопротивлений R_a и R_c — основных элементов, нагружающих лампу в идеализированном реостатном усилительном каскаде, включены еще дополнительное сопротивление $r_д$, сопротивление R_1 и реактивный двухполюсник x_{II}, служащие для корректирования частотной характеристики. Данная схема представляет комплексный делитель напряжения, у которого в последовательном плече включены выходное сопротивление собственно идеализированного усилительного каскада r_i и последовательно с ним сопротивление $r_д$, а в параллельном плече — комплексное сопротивление R_1+jx_{II}. Заменив часть схемы рис. 51, *б*, находящуюся левее точек *ВВ*, эквивалентным генератором э. д. с., получим частотно-эквивалентную схему с реактивным двухполюсником x_{II} в параллельном плече (рис. 16, *б*). Параметры частотно-эквивалентной схемы в данном случае имеют следующие значения: максимальный коэффициент усиления корректирующего каскада, наблюдающийся при $x_{II}=\infty$,

$$K_{max}=Sr_i, \qquad \text{(III-1)}$$

где S—крутизна лампы;

r_i —выходное сопротивление собственно идеализированного реостатного каскада,

$$r_i=\left(\frac{1}{R_i}+\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_c}\right)^{-1}=R_{\overline{i\,a.\,c}}; \qquad \text{(III-2)}$$

активное сопротивление последовательного плеча, являющееся внутренним сопротивлением эквивалентного генератора э. д. с.,

$$r=r_i+r_д=r_{\underline{i\,д}}; \qquad \text{(III-3)}$$

активное сопротивление параллельного плеча частотно-эквивалентной схемы

$$R=R_1; \qquad \text{(III-4)}$$

глубина коррекции

$$n=1+\frac{r}{R}=1+\frac{r_{\underline{i\,д}}}{R_1}. \qquad \text{(III-5)}$$

Следует отметить, что заданную глубину коррекции можно получить и при $r_д=0$. Однако при глубоких кор-

рекциях и сравнительно больших напряжениях сигнала дополнительное сопротивление $r_д$ совершенно необходимо, так как, включая его, можно снизить нелинейные искажения, вносимые лампой. Объясним это подробнее. Известно, что форма динамической характеристики лампы для переменного тока зависит от величины нагрузочного сопротивления. У триодов, которые наиболее часто применяются в усилителях напряжения звуковой частоты, по мере увеличения нагрузочного сопротивления динамическая характеристика для переменного тока спрямляется и, следовательно, уменьшаются порождаемые лампой нелинейные искажения сигнала. Усилительный каскад на пентоде вносит минимальные искажения при определенном значении нагрузочного сопротивления. Если в схеме рис. 51, *а* $r_д = 0$, то на частоте, когда $x_п = 0$, нагрузочное сопротивление лампы

$$r_н \approx R_{\substack{\text{а. с} \\ r_д = 0}}.$$

При глубоких коррекциях $R_1 \ll R_{а.с}$, и лампа практически нагружена на R_1, которое имеет относительно небольшую величину. При включении $r_д$ увеличивается $r_н$, спрямляется динамическая характеристика и, таким образом, уменьшаются вносимые лампой нелинейные искажения.

В связи с этим исходными величинами при расчете корректирующей цепи являются глубина коррекции n и минимальное допустимое значение нагрузочного сопротивления $r_н$. Расчет следует вести в таком порядке. Сначала выбираем величину сопротивления $R_с$, которое в сумме с $r_д$ является сопротивлением утечки сетки последующего каскада, и оптимальную величину $R_а$, так же как это делается при расчете обычного реостатного каскада. Затем, исходя из допустимых нелинейных искажений, находим $r_н$ — минимальную величину нагрузочного сопротивления лампы для переменного тока. Величину $r_д$ нет смысла вычислять с большой точностью. Поэтому, принимая во внимание, что при глубокой коррекции $r_д \gg R_1$ и $R_с \gg R_1$, нагрузочное сопротивление в случае $x_п \approx 0$ определяем по следующей приближенной формуле:

$$r_н \approx \frac{r_а r_д}{r_а + r_д} = r_{а.д},$$

откуда

$$r_{д} \approx \frac{r_{а} r_{н}}{r_{а} - r_{н}} . \qquad \text{(III-6)}$$

Далее, решив уравнение (III-5) относительно R_1, получим

$$R_1 = \frac{r_{i\partial}}{n-1} . \qquad \text{(III-7)}$$

Схема с «фильтром» в цепи анода. Вторая простая схема представлена на рис. 52, *а*. Преобразовав ее с

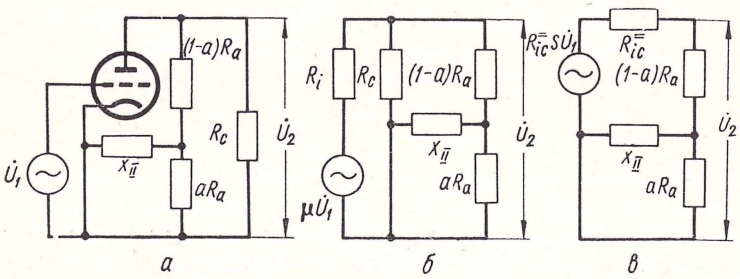


Рис. 52. Схемы для переменного тока корректирующего каскада с «фильтром» в анодной цепи:
а — принципиальная; *б* и *в* — эквивалентные.

помощью теоремы об эквивалентном генераторе э. д. с., получим схему рис. 52, *в*, для которой комплексный коэффициент усиления

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{(1-a) R_{а} + \dfrac{jaR_{а} x_{II}}{aR_{а} + jx_{II}}}{R_{i\,с}^{=} + (1-a) R_{а} + \dfrac{jaR_{а} x_{II}}{aR_{а} + jx_{II}}} R_{i\,с}^{=} S.$$

Максимальное значение коэффициента усиления наблюдается при $x_{II} = \infty$

$$K_{max} = S r_i ,$$

причем r_i определяется по формуле (III-2). После несложных преобразований уравнения для $\tilde{K}$ находим вы-

ражение для $\tilde{m}=\frac{\tilde{K}}{K_{\min}}$, которое соответствует (II-7), т. е. уравнению комплексного коэффициента коррекции частотно-эквивалентной схемы на рис. 16, *б*. В рассматриваемом случае параметры частотно-эквивалентной схемы:

$$r=a^2 r_i \ ; \qquad \text{(III-8)}$$

$$R=a(1-a)R_a \ ; \qquad \text{(III-9)}$$

$$n=1+\frac{a}{1-a}\cdot\frac{r_i}{R_a} \ . \qquad \text{(III-10)}$$

Пользуясь анализируемой схемой, можно получить очень глубокую коррекцию. Однако при больших значениях n и $x_{\text{п}} \approx 0$ лампа нагружена на малое сопротивление $(1-a)R_a$, вследствие чего могут возникнуть заметные нелинейные искажения. Поэтому при глубоких коррекциях схему рис. 52, *а* применять не следует.

При расчете схемы исходными величинами являются глубина коррекции n и данные реостатного каскада R_i, R_a и R_c. Решив уравнение (III-10) относительно a, получим

$$a=\frac{(n-1)R_a}{r_i+(n-1)R_a} \ . \qquad \text{(III-11)}$$

Зная величину a, находим сопротивления $(1-a)R_a$ и aR_a.

Схемы с комплексными обратными связями. *Однокаскадная схема с параллельной обратной связью по напряжению.* Одной из распространенных корректирующих цепей является схема усилительного каскада, охваченного параллельной комплексной обратной связью (рис. 53, *а*). Различные варианты этой схемы описаны ниже.

Для упрощения анализа положим, что вся входная цепь, включая и входное сопротивление лампы, заменена эквивалентным генератором, имеющим э. д. с. сигнала $\dot{U}_1$ и внутреннее сопротивление Z_1.

При глубоких коррекциях сопротивление Z_2 сравнительно мало и цепь обратной связи существенно нагру-

жает лампу. Очевидно, что в данном случае нагрузочное сопротивление лампы

$$Z'_{\text{а}} = \frac{Z_{\text{а}} Z_{12}}{Z_{\text{а}\,12}} \cdot \qquad \text{(III-12)}$$

Комплексный коэффициент усиления каскада без учета влияния обратной связи, но с учетом нагружающего действия ее цепи,

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_{\text{с}}} = \frac{\mu Z'_{\text{а}}}{R_i + Z'_{\text{а}}} \cdot \qquad \text{(III-13)}$$

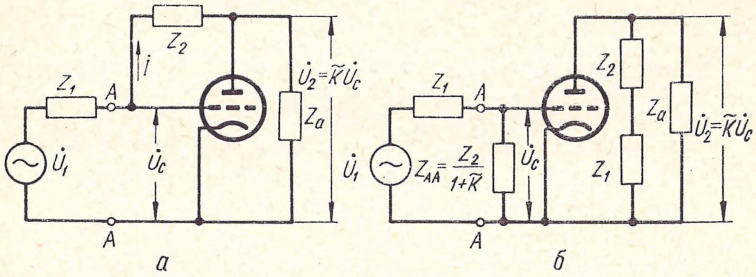


Рис. 53. Схемы для переменного тока однокаскадного усилителя с параллельной обратной связью по напряжению:
а — принципиальная; *б* — эквивалентная.

Для определения $\tilde{K}_{\text{св}}$ — комплексного коэффициента усиления каскада с учетом обратной связи — сначала определяем величину Z_{AA} — входного сопротивления схемы, лежащей правее точек AA. Из рис. 53, *а* следует, что

$$Z_{AA} = \frac{\dot{U}_{\text{с}}}{\dot{I}} \,,$$

а

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_{\text{с}} + \dot{U}_2}{Z_2} = \frac{1 + \tilde{K}}{Z_2}\, \dot{U}_{\text{с}} \,,$$

откуда

$$Z_{AA} = \frac{Z_2}{1 + \tilde{K}} \cdot \qquad \text{(III-14)}$$

Таким образом, эквивалентная схема анализируемого каскада приводится к виду, изображенному на рис. 53, *б*. Изменение коэффициента усиления при параллельной подаче обратной связи, с одной стороны, вызывается изменением входного сопротивления усилителя и поэтому зависит от внутреннего сопротивления эквивалентного генератора э. д. с. Z_1, подключенного к выходу, и, с другой, — нагружающим действием цепи обратной связи на лампу. Как видно из рис. 53, *б*, напряжение сигнала, возбуждающее лампу каскада,

$$\dot{U}_c = \frac{Z_{AA}}{Z_1 + Z_{AA}} \dot{U}_1.$$

Но тогда, как это вытекает из выражений $\dot{U}_2 = \tilde{K}\dot{U}_c$ и (III-14), комплексный коэффициент усиления с учетом действия цепи обратной связи

$$\tilde{K}_{св} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\tilde{K}}{1 + \frac{Z_1}{Z_{AA}}} = \frac{\tilde{K}}{1 + (1 + \tilde{K})\frac{Z_1}{Z_2}}. \quad \text{(III-15)}$$

При охвате каскада параллельной обратной связью по напряжению коэффициент усиления снижается вследствие шунтирования цепью обратной связи нагрузочного сопротивления лампы и, кроме того, что видно из выражения (III-15), усиление уменьшается за счет членов $\tilde{K}\frac{Z_1}{Z_2}$ и $\frac{Z_1}{Z_2}$. Появление первого члена обусловлено действием собственно обратной связи. Второй член — $\frac{Z_1}{Z_2}$ показывает снижение усиления за счет влияния только цепи обратной связи, нагружающей входной эквивалентный генератор.

На основе изложенного проанализируем схему корректирующей цепи с параллельной обратной связью по напряжению, представленную на рис. 54, *а*. Сопоставляя схемы на рис. 53, *а* и 54, *а*, видим, что $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2 + jx_п$ и $Z_a = r_a$.

Из схемы на рис. 54, *а* следует, что цепь обратной связи нагружает лампу.

Максимальный коэффициент усиления схемы

$$K_{\max} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_c} = Sr_i$$

наблюдается при $x_{II} = \infty$, а минимальный собственно усилителя (без учета делителя напряжения, составленного из R_1 и Z_{AA})

$$\frac{U_2}{U_c} = Sr_i \frac{R_{12}}{r_i + R_{12}} = K_{\max} \frac{R_{12}}{r_i + R_{12}}$$

при $x_{II} = 0$.

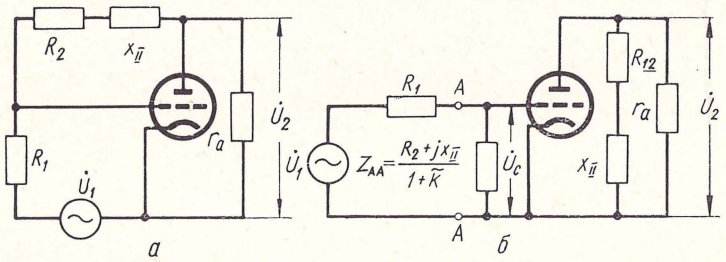


Рис. 54. Схемы для переменного тока однокаскадного корректирующего усилителя с частотнозависимой параллельной обратной связью:

а — принципиальная; *б* — эквивалентная.

Сопротивление Z_{AA}, нагружающее источник сигнала, также изменяется с частотой, причем, как это вытекает из рис. 54, *б*, его максимальное значение $Z_{AA\max} = \infty$ имеет место при $x_{II} = \infty$, а минимальное

$$Z_{AA\min} = \frac{R_2}{1 + K_{\max} \dfrac{R_{12}}{r_i + R_{12}}} = R_{AA\min}$$

—при $x_{II} = 0$.

Корректирующий эффект схемы достигается как за счет изменения $\tilde{K} = \dfrac{\dot{U}_2}{\dot{U}_c}$, происходящего из-за нагружающего действия цепи комплексной обратной связи, подключенной параллельно сопротивлению r_a, так и, главным образом, за счет изменения с частотой сопро-

тивления Z_{AA}, нагружающего источник сигнала, находящийся левее точек AA (рис. 54, *б*). Действительно при уменьшении, например, реактивного сопротивления $x_{\text{п}}$ $\tilde{K}$ также уменьшается, но еще в большей степени уменьшается Z_{AA}, с которого снимается напряжение $\dot{U}_{\text{с}}$. Вследствие этого снижается усиление схемы.

Основные формулы для определения параметров частотно-эквивалентной схемы (рис. 16, *б*), заменяющей схему на рис. 54, *а*, выводятся, исходя из выражений (III-12), (III-13), (III-15) и (II-7):

$$r = R_1 + (1 + SR_1)\, r_i = r_i + (1 + K_{\max})\, R_1; \quad \text{(III-16)}$$

$$R = R_2; \quad \text{(III-17)}$$

$$n = 1 + \frac{1}{R_2}\,[r_i + R_1\,(1 + K_{\max})], \quad \text{(III-18)}$$

где r_i —внутреннее сопротивление каскада на средней частоте при отключенной обратной связи, вычисляется по формуле (III-2), т. е. $r_i = \overline{R_{i\,\text{а. с}}}$.

При расчете схемы исходными величинами являются n, $K_{\max}$, r_i и внутреннее сопротивление источника сигнала R_1, а неизвестным — R_2, которое определяется решением уравнения (III-18):

$$R_2 = \frac{r_i + (1 + K_{\max})\, R_1}{n - 1} = \frac{r}{n - 1}. \quad \text{(III-19)}$$

Обычно перед корректирующим каскадом включен другой усилительный каскад. Тогда сопротивление R_1 является выходным сопротивлением этого каскада. Очевидно, что в той части частотного диапазона, где $x_{\text{п}} \ll R_2$, входное сопротивление Z_{AA} будет минимальным

$$R_{AA\,\min} = \frac{R_2}{1 + K_{\max}\dfrac{R_{\underline{12}}}{r_i + R_{\underline{12}}}}, \quad \text{(III-20)}$$

или, если учесть (III-19), то

$$R_{AA\,\min} = \frac{1}{n - 1}\left(\frac{n r_i}{n + K_{\max}} + R_1\right). \quad \text{(III-20а)}$$

При глубоких коррекциях n велико, $R_{AA\,min}$ имеет малую величину и лампа предварительного каскада работает в режиме, близком к короткому замыканию, что может привести к значительным нелинейным искажениям. Поэтому при расчете схемы необходимо проверить предыдущий каскад на вносимые им нелинейные искажения, исходя из того, что его лампа по переменному току нагружена на сопротивление $r_{н.пр} \approx R_{AA\,min}$.

Однокаскадная схема с последовательной обратной связью по напряжению. На рис. 55 изображена в наибо-

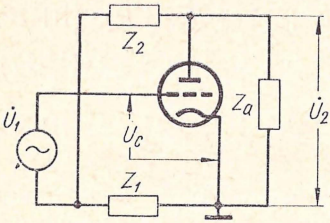


Рис. 55. Схема для переменного тока однокаскадного усилителя с последовательной обратной связью.

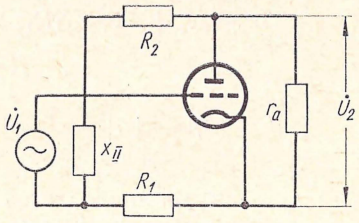


Рис. 56. Схема для переменного тока корректирующего усилителя с последовательной частотнозависимой обратной связью.

лее общем виде схема лампового усилительного каскада, охваченного последовательной обратной связью по напряжению. В схеме не учтена входная емкость лампы $C_{вх}$, так как принимается, что в пределах заданного диапазона частот $Z_1 \ll \dfrac{1}{\omega_в C_{вх}}$ (см. § 9).

Так же, как и в случае параллельной обратной связи, при глубоких коррекциях сопротивление Z_2 сравнительно мало, и цепь обратной связи нагружает лампу. Комплексное сопротивление, нагружающее лампу, и комплексный коэффициент усиления определяются выражениями (III-12) и (III-13).

Для данной схемы комплексный коэффициент передачи напряжения обратной связи

$$\tilde{\beta} = \frac{Z_1}{Z_{12}}. \qquad \text{(III-21)}$$

Тогда комплексный коэффициент усиления схемы с учетом действия обратной связи

$$\tilde{K}_{св} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\tilde{K}}{1 + \tilde{\beta}\tilde{K}} = \frac{\tilde{K}}{1 + \dfrac{Z_1}{Z_{12}}\tilde{K}} = \frac{\tilde{K}}{\tilde{A}}, \quad \text{(III-22)}$$

где $\tilde{A}$—комплексная глубина последовательной обратной связи, показывающая, во сколько раз собственно обратная связь уменьшает усиление каскада.

Следует напомнить, что подключение к каскаду цепи обратной связи снижает усиление в большее число раз, чем A. Это объясняется тем, что, кроме действия собственно обратной связи, сказывается еще и нагружающее действие ее цепи на лампу. Последнее можно учесть, найдя отношение $\dfrac{\tilde{K}_x}{\tilde{K}}$, в котором числитель является комплексным коэффициентом усиления каскада

$$\tilde{K}_x = \frac{\mu Z_a}{R_i + Z_a} \quad \text{(III-23)}$$

при отключенной цепи обратной связи (рис. 56). Учитывая выражения (III-12), (III-13) и (III-23), находим, что

$$\frac{\tilde{K}_x}{\tilde{K}} = 1 + \frac{R_i Z_a}{R_i + Z_a} \cdot \frac{1}{Z_{12}}. \quad \text{(III-24)}$$

Исходя из приведенной выше теории, рассмотрим схему корректирующей цепи с одним реактивным двухполюсником (рис. 56). Полагаем, что при правильном выборе элементов анодной нагрузки реостатного каскада в сравнительно узком диапазоне звуковых частот $Z_a = r_a = \overline{R_{a.c}}$.

Из сопоставления рис. 55 и 56 видно, что $Z_1 = R_1$ и $Z_2 = R_2 + jx_{II}$. После подстановки значений Z_a, Z_1 и Z_2 в (III-12), (III-13) и (III-22) нетрудно доказать, что частотная характеристика схемы $\tilde{m} = \dfrac{\tilde{K}_{св}(\omega)}{K_{min}}$ описывается уравнением (II-7), а частотно-эквивалентной схемой является схема рис. 16, *б*, имеющая в данном случае сле-

дующие параметры:

$$r = r_i + K_{\max} R_1 = (1 + SR_1)\, r_i; \qquad \text{(III-25)}$$

$$R = R_{\underline{12}}; \qquad \text{(III-26)}$$

$$n = 1 + (1 + SR_1)\, \frac{r_i}{R_{\underline{12}}}, \qquad \text{(III-27)}$$

где $r_i = \overline{\overline{R_{i\,\text{а. с}}}}$ —внутреннее сопротивление реостатного каскада;

$K_{\max} = Sr_i$ —максимальное значение коэффициента усиления.

Особенность схемы на рис. 56 (так же, как и на рис. 54) состоит в том, что в ней совпадают направления воздействий на частотную характеристику собственно комплексной обратной связи и ее цепи как дополнительного элемента анодной нагрузки лампы. Действительно, если $R_1 = 0$, то обратная связь выключается и частотная коррекция выполняется за счет комплексности сопротивления цепи обратной связи, нагружающей лампу, т. е. как и в схеме рис. 51, *а*. Также очевидно, что если и $R_2 = 0$ то $n = \dfrac{K_{\max}}{K_{\min}} = \infty$, так как $K_{\max} = Sr_i$, а $K_{\min} = 0$.

Если от схемы на рис. 56 необходимо получить коррекцию, глубина которой $n < 1 + K_{\max}$, то активные сопротивления цепи обратной связи R_1 и R_2 рассчитываются из следующих соображений. Сначала выбираем величину R_1 так, чтобы она была значительно меньше входного сопротивления лампы на наивысшей частоте заданного диапазона, а затем из выражения (III-27) определяем

$$R_2 = \frac{r_i + K_{\max} R_1}{n - 1} - R_1 = \frac{1 + SR_1}{n - 1}\, r_i - R_1. \qquad \text{(III-28)}$$

Очевидно, что, чем большей величины выбрано сопротивление R_1, тем при данном n глубже обратная связь и, следовательно, тем бóльшую роль она играет в создании корректирующего эффекта сравнительно с комплексным сопротивлением ее цепи, которое, являясь элементом нагрузки лампы, также корректирует частотную характеристику.

Если же нужна коррекция, глубина которой $n>1+K_{max}$, то величину R_2 следует принять равной нулю, а из выражения (III-27) определить

$$R_1 = \frac{r_i}{n-(1+K_{max})} . \qquad \text{(III-29)}$$

При $R_2=0$ и $x_{II}=0$ наблюдается максимальная глубина обратной связи, при которой коэффициент усиления каскада уменьшается в A_{max} раз, причем

$$A_{max} = 1 + K_{max}\frac{R_1}{r_i+R_1} . \qquad \text{(III-30)}$$

Учитывая, что при $R_2=0$

$$n = 1 + K_{max} + \frac{r_i}{R_1} ,$$

находим отношение

$$\frac{A_{max}}{n} = \frac{R_1}{r_i+R_1} ,$$

которое характеризует роль обратной связи при $R_2=0$ и $x_{II}=0$ в получении максимального значения коэффициента коррекции.

Двухкаскадная схема с последовательной обратной связью по напряжению. На рис. 57 изображена схема для переменного тока двухкаскадного усилителя, охваченного последовательной обратной связью по напряжению. Напряжение обратной связи падает на сопротивлении Z_1, находящемся в цепи катода первой лампы. При этом возникает местная обратная связь по току, которую необходимо учитывать при анализе усилителя.

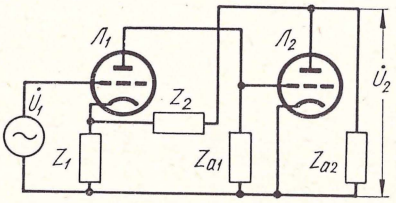


Рис. 57. Схема для переменного тока двухкаскадного усилителя с последовательной обратной связью.

Из рис. 57 следует, что Z_1 зашунтировано сопротивлением

$$Z_2 + \frac{R_{i2} Z_{a2}}{R_{i2} + Z_{a2}},$$

где R_{i2} —внутреннее сопротивление второй лампы переменному току. В реальных схемах

$$Z_1 \ll Z_2 + \frac{R_{i2} Z_{a2}}{R_{i2} + Z_{a2}},$$

поэтому можно не учитывать шунтирующего действия цепи обратной связи и второго каскада на Z_1.

При рассмотрении многих других корректирующих цепей приходится неоднократно встречаться с комплексной обратной связью по току в одном каскаде (рис. 58). Поэтому, прежде чем приступить к анализу двухкаскадной схемы на рис. 57, выведем основные уравнения для схемы на рис. 58.

Из схемы видно, что

$$\dot{I}_a = \frac{\mu \dot{U}_c}{R_i + Z_1 + Z_{a1}} \quad \text{и} \quad \dot{U}_c = \dot{U}_1 - \dot{I}_a Z_1.$$

Решив эти уравнения совместно относительно $\dot{I}_a$, получим

$$\dot{I}_a = \frac{\mu \dot{U}_1}{R_i + (1 + \mu) Z_1 + Z_a} = \frac{\mu \dot{U}_1}{Z_{ii} + Z_a},$$

где Z_{ii} —внутреннее сопротивление эквивалентной лампы, в которой учтена комплексная обратная связь по току,

$$Z_{ii} = R_i + (1 + \mu) Z_1. \qquad \text{(III-31)}$$

Комплексный коэффициент усиления каскада с учетом действия обратной связи по току

$$\tilde{K}_i = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{I}_a Z_a}{\dot{U}_1} = \frac{\mu Z_a}{Z_{ii} + Z_a}. \qquad \text{(III-32)}$$

Очевидно, что при $Z_1 = 0$ обратная связь по току отсутствует и комплексный коэффициент усиления каскада

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\mu Z_a}{R_i + Z_a}.$$

Из сравнения последнего выражения для $\tilde{K}$ с (III-32) видно, что коэффициент усиления каскада с обратной связью по току определяется так же, как и обычного каскада без обратной связи, если учесть, что в схему включено не R_i, а Z_{il}.

Если в схеме каскада применен не триод, а пентод, у которого $\mu \gg 1$ и $R_i \gg Z_a$, уравнение (III-32) можно упростить, записав

$$\tilde{K}_i \approx \frac{SZ_a}{1 + SZ_1}. \qquad \text{(III-33)}$$

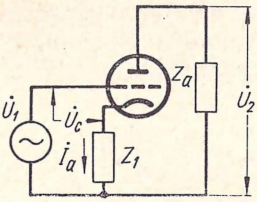


Рис. 58. Схема для переменного тока однокаскадного усилителя с обратной связью по току.

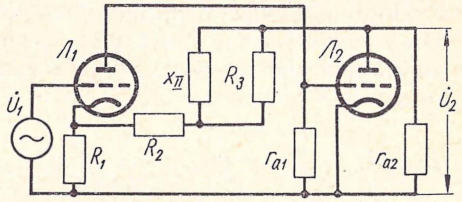


Рис. 59. Схема для переменного тока двухкаскадного корректирующего усилителя с последовательной частотнозависимой обратной связью.

Для нахождения комплексного коэффициента усиления схемы, представленной на рис. 57, воспользуемся основным уравнением

$$\tilde{K}_{св} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\tilde{K}_{i1}\tilde{K}_2}{1 + \tilde{\beta}\tilde{K}_{i1}\tilde{K}_2}, \qquad \text{(III-34)}$$

где $\tilde{K}_{i1}$ —комплексный коэффициент усиления первого каскада с учетом действия местной обратной связи по току;

$\tilde{K}_2$—комплексный коэффициент усиления второго каскада с учетом нагружающего действия на вторую лампу цепи обратной связи по напряжению,

$$\tilde{K}_2 = \frac{\mu_2 Z'_{a2}}{R_{i2} + Z'_{a2}}. \qquad \text{(III-35)}$$

Обычно $Z_1 \ll R_{i1} + Z_{a1}$. Поэтому величину Z'_{a2} можно найти по приближенной формуле

$$Z'_{a2} \approx \frac{Z_{a2} Z_{\underline{12}}}{Z_{a2} + Z_{\underline{12}}} . \qquad \text{(III-36)}$$

В уравнении (III-34) $\tilde{\beta}$ является комплексным коэффициентом обратной связи по напряжению, охватывающей оба каскада. Полагая, что $Z_1 \ll R_{i1} + Z_{a1}$, получим

$$\tilde{\beta} = \frac{Z_1}{Z_{\underline{12}}} .$$

На основании изложенного легко проанализировать схему усилителя с одним реактивным двухполюсником, изображенную на рис. 59. Из сопоставления рис. 57 и 59 видно, что

$$Z_{a1} = r_{a1},\ Z_{a2} = r_{a2},\ Z_1 = R_1 \text{ и } Z_2 = R_2 + \frac{jx_{II} R_3}{R_3 + jx_{II}} .$$

После подстановки значений Z_{a1}, Z_{a2}, Z_1 и Z_2 в уравнения (III-32), (III-34), (III-36) и выражение для $\tilde{\beta}$ можно доказать, что частотная характеристика коэффициента коррекции схемы $\tilde{m} = \frac{\tilde{K}_{св}}{K_{min}}$ описывается уравнением (II-7), а частотно-эквивалентной схемой является схема рис. 16, *б*, параметры которой определяются по следующим формулам:

$$r = \frac{R_3^2}{R_{\underline{123}}} \cdot \frac{r_{i2} + KR_1}{r_{i2} + KR_1 + R_{\underline{123}}} ; \qquad \text{(III-37)}$$

$$R = \frac{R_{\underline{12}} R_3}{R_{\underline{123}}} ; \qquad \text{(III-38)}$$

$$n = 1 + \frac{R_3}{R_{\underline{12}}} \cdot \frac{r_{i2} + KR_1}{r_{i2} + KR_1 + R_{\underline{123}}} ; \qquad \text{(III-39)}$$

$$K_{max} = \frac{K}{1 + \frac{1}{R_{\underline{123}}} (r_{i2} + KR_1)} . \qquad \text{(III-40)}$$

Здесь приняты такие обозначения:

K — коэффициент усиления усилителя при отключенной обратной связи по напряжению,

$$K = \frac{K_{01}K_{02}}{A_{i1}}; \qquad \text{(III-41)}$$

A_{i1} — глубина местной обратной связи по току в первом каскаде усилителя,

$$A_{i1} = 1 + g_1 R_1 = 1 + \frac{1+\mu_1}{R_{i1} + r_{a1}} R_1; \qquad \text{(III-42)}$$

K_{01} и K_{02} — коэффициенты усиления первого каскада без местной обратной связи по току и второго каскада, не нагруженного цепью обратной связи по напряжению,

$$K_{01} = \frac{\mu_1 r_{a1}}{R_{i1} + r_{a1}} = S_1 r_{i1}; \qquad \text{(III-43)}$$

$$K_{02} = \frac{\mu_2 r_{a2}}{R_{i2} + r_{a2}} = S_2 r_{i2}; \qquad \text{(III-43а)}$$

r_{i1} и r_{i2} — определяются по формуле (III-2);

μ_1, S_1, R_{i1} и μ_2, S_2, R_{i2} — параметры соответственно первой и второй ламп.

Особый интерес представляет схема, в которой $R_3 = \infty$. При этом отрицательная обратная связь становится менее глубокой. Основные формулы упрощаются:

$$r = r_{i2} + K_{\max} R_1; \qquad \text{(III-37а)}$$

$$R = R_{12}; \qquad \text{(III-38а)}$$

$$n = 1 + \frac{r_{i2} + K_{\max} R_1}{R_{12}}; \qquad \text{(III-39а)}$$

$$K_{\max} = K_{i1} K_{02} = \frac{K_{01}K_{02}}{A_{i1}} = K; \qquad \text{(III-40а)}$$

K_{01}, K_{02}, A_{i1} и r_{i2} описываются выражениями (III-43), (III-43а), (III-42) и (III-2), т. е. теми же, что и для полной схемы рис. 59.

На практике часто бывает необходимо, чтобы корректирующий усилитель был охвачен обратной связью, действующей при $x_I = \infty$ (рис. 59), что достигается параллельным подключением к реактивному двухполюснику x_{II} активного сопротивления R_3. Исходными величинами при расчете такой схемы являются данные первого каскада усилителя K_{01}, S_1, R_{i1}, r_{a1} и R_1 (R_1 приравнивается сопротивлению автоматического катодного смещения) и второго — K_{02}, r_{i2}, а также необходимые глубина коррекции n и минимальная глубина обратной связи по напряжению $A_{u\,\min}$, наблюдающаяся при $x_{II} = \infty$, т. е.

$$A_{u\,\min} = 1 + \frac{R_1}{R_{\underline{123}}} \cdot K \cdot \frac{R_{\underline{123}}}{r_{i2} + R_{\underline{123}}} = 1 + \frac{R_1}{r_{i2} + R_1 + R_{\underline{23}}} K.$$

Очевидно, что $\frac{R_1}{R_{\underline{123}}}$ учитывает коэффициент обратной связи, а $\frac{R_{\underline{123}}}{r_{i2} + R_{\underline{123}}}$ — снижение усиления второго каскада за счет нагружающего действия обратной связи при $x_{II} = \infty$. Неизвестными являются сопротивления $R_2 + R_3 = R_{\underline{23}}$. Решив уравнение относительно $R_{\underline{23}}$, получим расчетную формулу

$$R_{\underline{23}} = \left(\frac{K}{A_{u\,\min} - 1} - 1 \right) R_1 - r_{i2}. \qquad \text{(III-44)}$$

Принимая во внимание, что $R_3 = R_{\underline{23}} - R_2$ и $R_{\underline{123}} = R_1 + R_{\underline{23}}$, решив уравнение (III-39) относительно R_2, получим

$$R_2 = \frac{R_{\underline{23}} - bR_1}{b + 1}, \qquad \text{(III-45)}$$

где

$$b = \left(1 + \frac{R_{\underline{123}}}{r_{i2} + KR_1} \right) (n - 1). \qquad \text{(III-46)}$$

Следует помнить, что при подключении в схему сопротивления R_3 снижается возможная максимальная

глубина коррекции. Действительно, при $R_3 < \infty$ и $R_2 = 0$ глубина коррекции

$$n_{\max} = 1 + \frac{r_{i2} + KR_1}{R_1} \cdot \frac{R_3}{r_{i2} + (1 + K)R_1 + R_3}. \quad \text{(III-47)}$$

Если же сопротивление R_3 отключено ($A_{u\,\min} = 1$), то

$$n'_{\max} = 1 + \frac{r_{i2}}{R_1} + K > n_{\max}.$$

При глубоких коррекциях, когда $n > 100$ (например, основные коррекции в магнитофонах, имеющих скорость движения ленты $v = 38{,}1$ *см/сек*), получение отрицательной обратной связи с $A_{u\,\min} > 2$ уже сопряжено с трудностями, так как величина сопротивления R_2 получается близкой к нулю. В этом случае лампа второго каскада при $x_{II} \approx 0$ нагружена по переменному току на малое сопротивление, практически равное R_1, что может привести к увеличению нелинейных искажений, порождаемых лампой второго каскада. В связи с этим подключение R_3 в некоторых случаях не улучшает, а ухудшает качественные показатели устройства. Таким образом, при конструировании усилителя с глубокой коррекцией необходимо сначала произвести предварительный расчет и лишь после этого решать вопрос о применении обратной связи за счет сопротивления R_3.

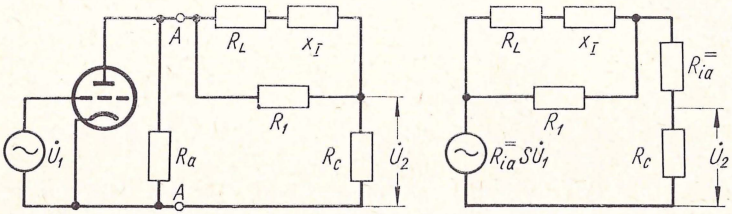
При расчете схемы без R_3 (когда $R_3 = \infty$) исходные данные те же, что и в предыдущем случае, за исключением $A_{u\,\min} = 1$. Поэтому остается всего одно неизвестное — R_2, которое определяется из уравнения (III-39а):

$$R_2 = \frac{r_{i2} + K_{\max} R_1}{n - 1} - R_1. \quad \text{(III-48)}$$

§ 11. СХЕМЫ С РЕАКТИВНЫМ ДВУХПОЛЮСНИКОМ В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ ПЛЕЧЕ

В этом параграфе приведен анализ ламповых корректирующих цепей с одним реактивным двухполюсником x_I, частотно-эквивалентной схемой которых является схема на рис. 16, *а*.

Комплексный делитель напряжения. На рис. 60, *а* представлена простая схема корректирующей цепи, в которой реактивный двухполюсник с сопротивлением x_I является элементом делителя напряжения, входящего в нагрузку лампы.



а *б*

Рис. 60. Схемы для переменного тока корректирующего усилительного каскада с одним реактивным двухполюсником x_I в делителе напряжения:
а — принципиальная; *б* — эквивалентная.

Заменив часть схемы левее точек AA эквивалентным генератором с э. д. с., равной $R_{ia}^{=} S\dot{U}_1$, и внутренним сопротивлением $R_{ia}^{=}$, получим схему, представленную на рис. 60, *б*, с помощью которой определяем комплексный коэффициент передачи схемы

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R_{i\,a}^{=} S R_c}{R_{i\,a}^{=} + R_c + \dfrac{R_1 (R_L + jx_I)}{R_{1L} + jx_I)}}$$

и после элементарных преобразований — комплексный коэффициент коррекции

$$\tilde{m} = \frac{\tilde{K}}{K_{min}} = n \frac{1 + j \dfrac{x_I}{R_{1L}}}{1 + j \left[1 + \dfrac{R_1^2}{R_{1L} (R_{i\,a}^{=} + R_c + R_{1L}^{=})} \right] \dfrac{x_I}{R_{1L}}} . \qquad \text{(III-49)}$$

Сравнивая (III-49) с (II-4), убеждаемся, что анализируемая цепь имеет частотно-эквивалентную схему

рис. 16, *а* и ее параметры можно вычислить по таким формулам:

$$K_{\max} = K_0 \frac{R_{i\,\text{a}} + R_{\text{c}}}{R_{i\,\text{a}} + R_{\text{c}} + R_{1L}}, \qquad \text{(III-50)}$$

причем, $K_0 = Sr_i$ и $r_i = R_{i\,\text{a. c}}$;

$$r = R_{1L}; \qquad \text{(III-51)}$$

$$R = \frac{R_{1L}^2}{R_1^2}(R_{i\,\text{a}} + R_{\text{c}} + R_{1L}); \qquad \text{(III-52)}$$

$$n = 1 + \frac{R_1^2}{R_{1L}(R_{i\,\text{a}} + R_{\text{c}} + R_{1L})}. \qquad \text{(III-53)}$$

Очень часто $R_L = 0$. В этом случае формулы упрощаются:

$$K_{\max} = K_0 = Sr_i; \qquad \text{(III-51а)}$$

$$r = R_1;$$

$$R = R_{i\,\text{a}} + R_{\text{c}}; \qquad \text{(III-52а)}$$

$$n = 1 + \frac{R_1}{R_{i\,\text{a}} + R_{\text{c}}}. \qquad \text{(III-53а)}$$

При расчете цепи рис. 60, *а* величины сопротивлений R_L и R_{c} принимают, исходя из следующих соображений. Если x_1 — сопротивление индуктивности или последовательного колебательного контура, то R_L обычно представляет собой активное сопротивление катушки. В § 6 показано, что у схем, имеющих $K_{\max}$ при $x_1 = 0$ (при всех прочих равных условиях) величина индуктивности L тем меньше, чем меньше параметр r. С экономической точки зрения выгоднее, чтобы катушка имела возможно меньшую величину индуктивности. Таким образом, нужно стремиться к тому, чтобы величина r была поменьше. Тогда для выполнения этого требования при заданной величине n, как это видно из уравнения (III-53), следует выбирать малой и величину сопротивления R_{c}. Однако уменьшать R_{c} можно только до опре-

деленных пределов. Действительно, на частотах, когда $x_1 \approx 0$, нагрузочное сопротивление лампы

$$r_н \approx \frac{R_a (R_c + R_{1L}^{=})}{R_{a.\,c} + R_{1L}^{=}}.$$

Обычно $R_L \ll R_c \ll R_a$, поэтому $R_{1L}^{=} \ll R_c$ и $r_н \approx R_c$.

Если $r_н$ очень мало, то лампа может вносить значительные нелинейные искажения. Поэтому при выборе R_c необходимо исходить из допустимой нелинейности каскада. Кроме того, для уменьшения непроизводительных потерь в усилении корректирующего каскада при $x_1 \approx \infty$ желательно, чтобы $R_1 + R_c \geqslant (1 \div 7) R_a$. Решая уравнение (III-53) относительно R_1, находим

$$R_1 = R_э + \sqrt{R_э^2 + r_э^2}, \qquad \text{(III-54)}$$

где

$$R_э = \frac{n-1}{2} (R_{i\,a}^{=} + R_{c\,L});$$

$$r_э^2 = (n-1)(R_{i\,a}^{=} + R_c) R_L.$$

Если $R_L = 0$, то

$$R_1 = (n-1)(R_{i\,a}^{=} + R_c). \qquad \text{(III-54а)}$$

Пользуясь данной схемой, можно обеспечить достаточно глубокую коррекцию. Углублять коррекцию следует главным образом увеличением R_1, так как углубление за счет уменьшения величин сопротивлений R_L и R_c ограничено.

Схемы с комплексными обратными связями. *Однокаскадная схема с обратной связью по току.* На рис. 61 изображена схема для переменного тока корректирующего каскада с комплексной обратной связью по току. Сравнивая схемы рис. 58 и рис. 61, замечаем, что

$$\frac{1}{Z_1} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_L + jx_1} \quad \text{и} \quad Z_a = r_a.$$

Подставив эти значения в уравнения (III-31) и (III-32), после преобразований находим выражение комплексного коэффициента коррекции

$$\tilde{m} = \frac{\tilde{K}}{K_{\min}} = \frac{1 + gR_1}{1 + g\underline{\underline{R}}_{1L}} \cdot \frac{1 + j\dfrac{x_1}{\underline{\underline{R}}_{1L}}}{1 + j\dfrac{1 + gR_1}{1 + g\underline{\underline{R}}_{1L}} \cdot \dfrac{x_1}{\underline{R}_{1L}}}.$$

Из сопоставления уравнения для $\tilde{m}$ с (II-4) видно, что исследуемая цепь имеет частотно-эквивалентную

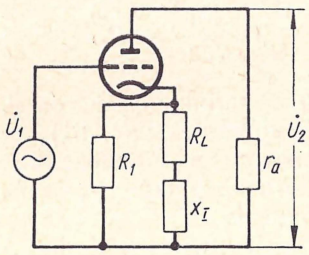


Рис. 61. Схема для переменного тока корректирующего усилительного каскада с частотнозависимой обратной связью по току, в цепи которой включен реактивный двухполюсник x_1.

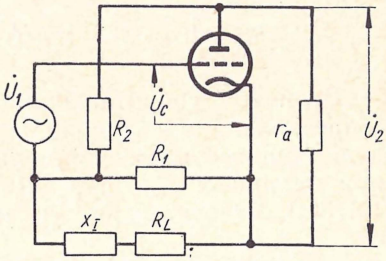


Рис. 62. Схема для переменного тока корректирующего усилительного каскада с последовательной частотнозависимой обратной связью.

схему, представленную на рис. 16, *а*, и ее параметры можно вычислить по формулам:

$$K_{\max} = \frac{Sr_i}{A_{i\min}}, \qquad \text{(III-55)}$$

где $A_{i\min}$ —минимальное значение глубины обратной связи по току,

$$A_{i\min} = 1 + g\underline{\underline{R}}_{1L} = 1 + \frac{1 + \mu}{R_i + r_a}\underline{\underline{R}}_{1L}; \qquad \text{(III-55а)}$$

S—крутизна лампы в рабочей точке, а $r_i = \underline{\underline{R}}_{i\text{a.c}}$;

$$r = \underline{R}_{1L}; \qquad \text{(III-56)}$$

$$R = \frac{A_{i\min}}{g}\left(1 + \frac{R_L}{R_1}\right)^2; \qquad \text{(III-57)}$$

$$n = \frac{1 + gR_1}{1 + gR_{1L}}. \qquad \text{(III-58)}$$

В случае, когда $R_L = 0$, формулы упрощаются:

$$r = R_1;$$

$$R = \frac{1}{g} = \frac{R_i + r_a}{1 + \mu};$$

$$n = A_{i\,max} = 1 + gR_1 = 1 + \frac{1 + \mu}{R_i + r_a} R_1.$$

Величину сопротивления R_L, являющегося обычно сопротивлением катушки индуктивности (рис. 61), следует принимать. Расчет цепи состоит в определении R_1 при заданных R_L и n. Для этого, решая уравнение (III-58) относительно R_1, получаем

$$R_1 = \frac{n-1}{2g}\left[1 + gR_L + \sqrt{(1 + gR_L)^2 + \frac{4gR_L}{n-1}}\right]. \qquad \text{(III-59)}$$

Если $R_L = 0$, то

$$R_1 = r = \frac{n-1}{g} = (n-1)\frac{R_i + r_a}{1 + \mu}. \qquad \text{(III-60)}$$

Данная схема имеет ограниченные корректирующие возможности. Действительно, из уравнения (III-58) следует, что для углубления коррекции нужно увеличивать R_1, так как за счет уменьшения R_L и r_a можно получить только небольшое углубление. Увеличение же R_1 ограничивается величиной напряжения источника анодного питания каскада. Поэтому схемой на рис. 61 обычно пользуются в том случае, когда глубина коррекции $n < 30$.

Однокаскадная схема с обратной связью по напряжению. На рис. 62 представлена однокаскадная схема корректирующей цепи с обратной связью по напряжению. Из сопоставления рис. 62 и 55 видно, что

$$Z_1 = \frac{R_1 (R_L + jx_1)}{R_{1L} + jx_1}, \quad Z_2 = R_2 \text{ и } Z_a = r_a.$$

Комплексное сопротивление, нагружающее лампу,

$$Z'_a = \frac{r_a (R_2 + Z_1)}{r_a + R_2 + Z_1} . \qquad \text{(III-12a)}$$

После подстановки приведенных значений в уравнения (III-12а), (III-13), (III-22) и преобразований получим известное комплексное выражение коэффициента коррекции (II-4), описывающее поведение частотно-эквивалентной схемы, изображенной на рис. 16, *а*. В данном случае при $x_1 = 0$ наблюдается максимальное значение коэффициента усиления

$$K_{max} = K_0 \frac{R_2 + R''_{1L}}{r_i + R_2 + (1 + K_0) R''_{1L}} , \qquad \text{(III-61)}$$

где $K_0 = Sr_i = SR''_{i\,a.\,c}$ —коэффициент усиления каскада при отключенной цепи обратной связи.

Активные же сопротивления частотно-эквивалентной схемы:

$$r = R''_{12} + R_L ; \qquad \text{(III-62)}$$

$$R = \frac{(R_2 + R''_{1L}) R_{1L} r}{\left(1 - \frac{1}{SR_2}\right) K_{max} R_1 R''_{12}} \qquad \text{(III-63)}$$

и глубина коррекции

$$n = 1 + \frac{r}{R} = 1 + \frac{\left(1 - \frac{1}{SR_2}\right) K_{max} R_1 R''_{12}}{(R_2 + R''_{1L}) R_{1L}} . \qquad \text{(III-64)}$$

При $R_L = 0$ формулы упрощаются:

$$K_{max} = K_0 \frac{R_2}{r_i + R_2} ;$$

$$r = R''_{12} ;$$

$$R = \frac{R_2}{\left(1 - \frac{1}{SR_2}\right) K_{max}} = \frac{r_i + R_2}{\left(1 - \frac{1}{SR_2}\right) K_0} ;$$

$$n = 1 + \frac{\left(1 - \frac{1}{SR_2}\right) K_{\max} R_1}{R_{12}} =$$

$$= 1 + \frac{\left(1 - \frac{1}{SR_2}\right) K_0 R_{12}}{r_i + R_2}. \qquad \text{(III-64a)}$$

Особенность схемы на рис. 62 заключается в том, что в ней воздействия на форму частотной характеристики собственно обратной связи и ее цепи, как дополнительного элемента анодной нагрузки лампы, противоположны по знаку. Если по мере изменения частоты реактивное сопротивление x_1 уменьшается, то уменьшается глубина обратной связи и, следовательно, увеличивается коэффициент усиления каскада с учетом действия обратной связи. В то же время, если уменьшается x_1, то, как следует из (III-12а), уменьшаются сопротивление Z'_a, нагружающее лампу, и коэффициент усиления каскада без учета влияния собственно обратной связи (рис. 62)

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_c} = \frac{\mu Z'_a}{R_i + Z'_a} = \frac{K_0 (R_2 + Z_1)}{r_i + R_2 + Z_1}.$$

Из уравнения (III-64) видно, что при $R_2 = \frac{1}{S}$ $n = 1$, т. е корректирующая цепь имеет равномерную характеристику. Это объясняется тем, что в данных условиях частотнозависимая обратная связь полностью корректирует неравномерность частотной характеристики, вызванную комплексностью нагрузки лампы, которую создает цепь обратной связи. Отсюда следует, что в схеме на рис. 62 получение глубокой коррекции ограничено.

Какое же максимальное значение n может быть обеспечено схемой? При $R_L = 0$ можно получить более глубокую коррекцию. Поэтому $n_{\max\max}$ — абсолютный максимум $n(R_1, R_2, R_L)$ определяем при $R_L = 0$ с помощью уравнения (III-64а). Для этого определяем производную $\frac{\partial n}{\partial R_2}$, приравниваем ее к нулю и, решив получившееся

уравнение относительно R_2, находим оптимальную величину сопротивления обратной связи

$$R_{2\,\mathrm{opt}} = \frac{1}{S}\left[1 + \sqrt{(1+K_0)(1+SR_1)}\right]. \qquad \text{(III-65)}$$

При данном значении R_1 и $R_2 = R_{2\,\mathrm{opt}}$ параметр n достигает максимума

$$n_{\max} = 1 + \frac{K_0 S R_1}{(\sqrt{1+K_0} + \sqrt{1+SR_1})^2}. \qquad \text{(III-66)}$$

Абсолютный максимум $n_{\max\,\max}$ является предельным значением $n_{\max}$, которое наблюдается при $R_1 = \infty$. Тогда

$$n_{\max\,\max} = 1 + K_0. \qquad \text{(III-67)}$$

При этом сопротивление R_1 должно иметь возможно меньшее значение. Действительно, чем меньше R_1, тем меньше вносимый им шум и влияние на работу схемы паразитной емкости монтажа, шунтирующей R_1. Минимальную величину $R_{1\min}$, при которой может быть обеспечена заданная глубина коррекции, можно найти, решив уравнение (III-66) относительно R_1, считая заданную величину $n = n_{\max}$. После преобразований получим

$$R_{1\min} = r_i \frac{n-1}{(\sqrt{1+K_0} - \sqrt{n})^2}. \qquad \text{(III-68)}$$

Таким образом, расчет корректирующей цепи ведется в следующем порядке. Сначала нужно убедиться в возможности достижения необходимой глубины коррекции. Для этого по формуле (III-67) определяется величина $n_{\max\,\max}$. При реальных значениях R_1 величина $n_{\max} \approx \approx (0{,}25 \div 0{,}3)\, n_{\max\,\max}$. Если такое значение $n = n_{\max}$ устраивает, то по формуле (III-68) вычисляют $R_{1\min}$, а затем по (III-65) находят $R_{2\mathrm{opt}}$, принимая $R_1 = R_{1\min}$.

При расчете комбинированной корректирующей цепи, имеющей свойство схем, представленных на рис. 56 и 62, может встретиться вариант расчета, в котором R_1 и R_2 вычислены, исходя из эквивалентной схемы на рис. 56. Эквивалентная же схема комбинированной цепи другой части диапазона частот соответствует рис. 62. Задача состоит в том, чтобы определить величину R_L, необходи-

мую для получения заданной глубины коррекции n. Решая уравнение (III-64) относительно R_L, получаем

$$R_L = \frac{\left(1 - \frac{1}{SR_2}\right) K_0 R_{12}^{=} - (r_i + R_2)(n-1)}{[r_i + R_2 + (1 + K_0) R_1](n-1)} R_1. \quad \text{(III-69)}$$

Следовательно, чем больше R_L, тем меньше n. При данных S, r_i, R_1, R_2 и $R_L = 0$ максимальное значение n определяется выражением (III-64а).

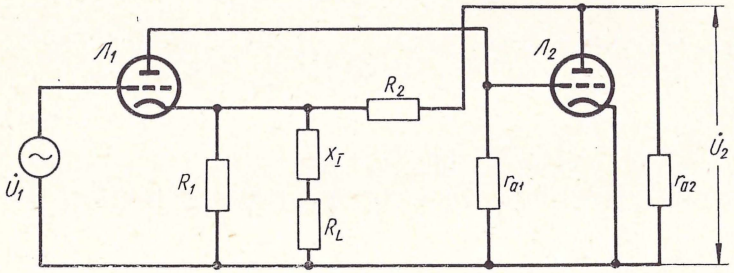


Рис. 63. Схема для переменного тока двухкаскадного корректирующего усилителя с последовательной частотнозависимой обратной связью.

Если же вычисленное по формуле (III-69) $R_L < 0$, то требуемая глубина коррекции при данных S, r_i, R_1 и R_2 слишком велика и схема не может ее обеспечить.

Двухкаскадная схема с обратной связью по напряжению. На рис. 63 изображена корректирующая цепь с одним реактивным двухполюсником, имеющая максимальный коэффициент K_{max} при $x_1 = 0$. Схема цепи представляет собой двухкаскадный реостатный усилитель, охваченный последовательной обратной связью по напряжению. В первом каскаде наблюдается местная комплексная обратная связь по току. Основы теории обобщенной схемы описаны в § 10. Из сопоставления рис. 57 и рис. 63 видно, что

$$Z_{a1} = r_{a1};\ Z_{a2} = r_{a2};\ Z_1 = \frac{R_1 (R_L + jx_1)}{R_{1L} + jx_1} \text{ и } Z_2 = R_2.$$

Обычно в схемах, которые применяются на практике, $R_1 \ll R_2 + r_{i2}$ и можно не учитывать шунтирующего

действия цепи обратной связи и второго каскада на сопротивление

$$Z_1 = \frac{R_1 (R_L + jx_1)}{R_{1L} + jx_1}.$$

Принимая во внимание, что $R_1 \ll R_{i1} + r_{a1}$, можно также на всех частотах не учитывать влияния $R_{i1} + r_{a1}$ на величины коэффициента обратной связи, охватывающей оба каскада, и усиления второго каскада, нагруженного цепью обратной связи по напряжению. После подстановки значений Z_{a1}, Z_{a2}, Z_1 и Z_2 в уравнения (III-32), (III-34), (III-35), (III-36), (III-21) и преобразований нетрудно доказать, что частотная характеристика схемы $\tilde{m} = \frac{\tilde{K}_{св}(\omega)}{K_{min}}$ описывается уравнением (II-4), а частотно-эквивалентной схемой K_{min} является схема на рис. 16, *а*, для которой максимальное значение коэффициента усиления при $x_1 = 0$

$$K_{max} = \frac{K_{01}K_{02}(R_2 + R_{1L}^{=})}{A_{i\,min}(r_{i2} + R_2 + R_{1L}^{=}) + K_{01}K_{02}R_{1L}^{=}}, \quad \text{(III-70)}$$

причем $K_{01} = S_1 r_{i1}$ —коэффициент усиления первого каскада усилителя при отсутствии местной обратной связи по току;

$K_{02} = S_2 r_{i2}$ —коэффициент усиления второго каскада при отключенном сопротивлении обратной связи R_2;

S_1 и S_2—крутизна характеристики первой и соответственно второй ламп;

r_{i1} и r_{i2} —внутреннее сопротивление каждого каскада, $r_{i1} = (R_{i\,a.c}^{=})_1$ и $r_{i2} = (R_{i\,a.c}^{=})_2$;

$A_{i\,min}$ —глубина отрицательной обратной связи по току в первом каскаде, наблюдающаяся при $x_1 = 0$, которую можно вычислить по формуле

$$A_{i\,min} = 1 + g_1 R_{1L}^{=}; \quad \text{(III-71)}$$

$$g_1 = \frac{1 + \mu_1}{R_{i1} + r_{a1}}; \quad \text{(III-72)}$$

$r_{a1} = (R_{a.c}^{=})_1$ и $r_{a2} = (R_{a.c}^{=})_2$.

Активные сопротивления частотно-эквивалентной схемы определяются по формулам:

$$r = R_{12}^{=} + R_L; \qquad \text{(III-73)}$$

$$R = \frac{\left(1 + \frac{K_{01}K_{02}}{A_{i\min}} \cdot \frac{R_{1L}^{=}}{r_{i2} + R_2 + R_{1L}^{=}}\right) R_{1L}}{1 + g_1 \frac{R_1^2}{R_{1L}} + \frac{R_1 R_{12}^{=}}{R_{12}^{=} + R_L} \cdot \frac{K_{01}K_{02}}{A_{i\min}(r_{i2} + R_2 + R_{1L}^{=})} - \frac{R_{12}}{R_2 + R_{1L}^{=}}}. \qquad \text{(III-74)}$$

В реальных схемах обычно $R_L < 0{,}1\, R_1$. По мере увеличения R_L глубина коррекции n резко уменьшается. Поэтому при $R_2 \gg R_{1L}^{=}$ $A_{i\min} - 1 = \frac{1 + \mu_1}{R_{i1} + r_{a_1}} R_{1L}^{=} \ll 1$ и выражение (III-70) можно представить в таком виде:

$$K_{\max} \approx \frac{K_{01}K_{02}R_2}{r_{i2} + R_2 + K_{01}K_{02}R_{1L}^{=}}. \qquad \text{(III-70а)}$$

Кроме того, при исследовании уравнения (III-74) оказалось, что

$$\frac{R_1 R_{12}^{=}}{R_{12}^{=} + R_L} \cdot \frac{K_{01}K_{02}}{A_{i\min}(r_{i2} + R_2 + R_{1L}^{=})} \gg 1 + g_1 \frac{R_1^2}{R_{1L}} - \frac{R_{12}}{R_2 + R_{1L}^{=}}.$$

Учитывая указанные соотношения, а также выражение (III-70а), получаем

$$R \approx r \frac{R_{12} R_{1L}}{K_{\max} R_1^2}. \qquad \text{(III-74а)}$$

Ошибки при расчете $K_{\max}$ и R по приближенным формулам обычно не превышают 1—2%.

Пользуясь выражениями (III-73) и (III-74а), можно найти простую формулу для определения глубины коррекции

$$n = 1 + \frac{r}{R} \approx 1 + \frac{K_{\max} R_1^2}{R_{12} R_{1L}}. \qquad \text{(III-75)}$$

При $R_L = 0$ точные формулы упрощаются:

$$K_{\max} = \frac{K_{01}K_{02}R_2}{r_{i2} + R_2};$$

$$r = R_{12}^{=};$$

$$R = \frac{R_2}{g_1 R_2 + K_{\max} - 1};$$

$$n_{R_L=0} = 1 + g_1 R_{12}^{=} + (K_{\max} - 1)\frac{R_1}{R_{\underline{12}}}. \quad \text{(III-75а)}$$

Обычно $g_1 R_2 - 1 \ll K_{\max}$. Поэтому выражения (III-74а) и (III-75а) приближенно можно записать так:

$$R \approx \frac{R_2}{K_{\max}} = \frac{r_{i2} + R_2}{K_{01}K_{02}} \quad \text{(III-74б)}$$

и

$$n_{R_L=0} \approx 1 + \frac{R_1}{R_{\underline{12}}} K_{\max} = 1 + \frac{R_{12}^{=}}{r_{i2} + R_2} K_{01}K_{02}. \quad \text{(III-75б)}$$

Одна из особенностей схемы на рис. 63, так же как и однокаскадной схемы с последовательной обратной связью по напряжению (рис. 62), заключается в том, что воздействия на частотную характеристику, с одной стороны, собственно комплексных обратных связей (по току в первом каскаде и по напряжению в обоих каскадах) и, с другой, — цепи последовательной обратной связи по напряжению, которая нагружает второй каскад усилителя, противоположны по знаку. Это свойство схемы ограничивает возможность получения глубокой коррекции.

Найдем условия, при которых достигается максимальное значение глубины коррекции $n_{\max}$. Очевидно, что более глубокую коррекцию можно получить при $R_L = 0$. Из выражений (III-75а), (III-72) и (III-70а) следует, что глубина коррекции n является функцией параметров ламповых нагрузочных сопротивлений, которые будем считать постоянными величинами, а также сопротивлений R_1 и R_2. При анализе цепи оказалось, что R_1 наиболее выгодно выбирать равным сопротивлению авто-

матического катодного смещения первой лампы. Таким образом, остается определить только сопротивление R_2, от величины которого зависит n. Наивыгоднейшее (оптимальное) значение R_2 можно найти приравниванием нулю первой производной выражения (III-75а) для n по R_2. Решая получившееся уравнение относительно R_2, получаем

$$R_{2\,\mathrm{opt}} = \frac{A_{i\max} r_{i2} + \sqrt{K_{01}K_{02} r_{i2} [(K_{01}K_{02} - A_{i\,\max})R_1 + A_{i\,\max} r_{i2}]}}{K_{01}K_{02} - A_{i\,\max}}, \qquad \text{(III-76)}$$

при котором глубина коррекции n достигнет максимума. В выражении (III-76) $A_{i\,\max} = 1 + g_1 R_1$ является максимальным значением глубины обратной связи по току в первом каскаде.

График $n(R_2)$ при реальных данных схемы имеет сравнительно «тупой» максимум при $R_{2\,\mathrm{opt}}$. Обычно, если R_2 изменяется в пределах $(0{,}5 \div 1{,}5) R_{2\,\mathrm{opt}}$, то n уменьшается по сравнению с $n_{\max}$ не более чем на несколько процентов. Поэтому нет смысла вычислять $R_{2\,\mathrm{opt}}$ с большой точностью, вследствие чего можно значительно упростить выражение (III-76). Принимая во внимание, что в реальных схемах наблюдаются следующие соотношения:

$$A_{i\,\max} r_{i2} \ll \sqrt{K_{01}K_{02} r_{i2} [(K_{01}K_{02} - A_{i\,\max}) R_1 + A_{i\,\max} r_{i2}]};$$

$$A_{i\,\max} r_{i2} \ll (K_{01}K_{02} - A_{i\,\max}) R_1$$

и

$$A_{i\,\max} \ll K_{01}K_{02},$$

получаем упрощенную формулу

$$R_{2\,\mathrm{opt}} \approx \sqrt{r_{i2} R_1}, \qquad \text{(III-76а)}$$

дающую ошибку при определении $R_{2\,\mathrm{opt}}$ не более нескольких процентов. То же выражение для $R_{2\,\mathrm{opt}}$ можно получить, исследуя на максимум упрощенную формулу (III-75б).

После подстановки выражения (III-76а) в (III-75б) и преобразований, получим приближенную формулу для

определения максимального значения глубины коррекции

$$n_{\max} \approx 1 + \frac{K_{01}K_{02}}{\left(1 + \sqrt{\frac{r_{i2}}{R_1}}\right)^2}. \qquad \text{(III-77)}$$

По данной формуле можно с достаточной для обычных расчетов точностью (ошибка бывает в сторону занижения величины $n_{\max}$ и обычно не превосходит 5%) оценить корректирующие возможности схемы.

Если требуется получить $n < n_{\max}$ при $R_L = 0$, то решив уравнение (III-75б) относительно R_2, находим

$$R_2 = \frac{1}{2}\left\{\left(\frac{K_{01}K_{02}}{n-1} - 1\right)R_1 - r_{i2} + \right.$$

$$\left. + \sqrt{\left[\left(\frac{K_{01}K_{02}}{n-1} - 1\right)R_1 - r_{i2}\right]^2 - 4r_{i2}R_1}\right\}. \qquad \text{(III-78)}$$

Перед корнем выбран знак плюс с тем, чтобы R_2 получилось больше $R_{2\,\text{opt}}$. При этом больше и $K_{\max}$ — максимальный коэффициент передачи.

Для того чтобы показать в явном виде зависимость n от R_L, обозначим $n_{R_L=0} = n_0$ и, принимая во внимание (III-75б) и (III-70а), уравнение (III-75) представим в следующем виде:

$$n = 1 + \frac{n_0 - 1}{1 + \frac{R_L}{R_1}\left[n_0 + \frac{R_1}{R_2}(n_0 - 1)\right]}.$$

В обычных схемах при $\frac{R_L}{R_1} = 0{,}1 \quad \frac{n_0}{n} = 3 \div 5.$

При расчете комбинированной корректирующей цепи иногда приходится вычислять величину R_L для получения заданной глубины коррекции n. В этом случае R_2 обычно определяют, исходя из эквивалентной схемы (рис. 59), у которой $K_{\max}$ вычислено при $x_{II} = \infty$. Эквивалентная схема комбинированной цепи в другой части диапазона обычно соответствует схеме, представленной на рис. 63. При расчете этой схемы необходимо предварительно определить величину сопротивления R_L. Для

этого решим уравнение (III-75) относительно R_L, подставив вместо K_{max} его значение из (III-70а). Тогда

$$R_L = \frac{\left[\frac{K_{01}K_{02}R_{12}^{=}}{n-1} - (r_{i2}+R_2)\right]R_1}{r_{i2}+R_2+K_{01}K_{02}R_1}, \qquad \text{(III-79)}$$

Если при вычислении окажется, что $R_L < 0$, то требуемая глубина коррекции n при данных K_{01}, K_{02}, R_1, R_2 и r_{i2} слишком велика.

§ 12. ВХОДНЫЕ ЕМКОСТИ ЛАМПОВЫХ СТУПЕНЧАТЫХ ЦЕПЕЙ

Во многих конструкциях аппаратов воспроизведения магнитных фонограмм используются высокоомные магнитные головки, обладающие относительно большой индуктивностью. Такие головки обычно подключаются ко входу ламповой ступенчатой цепи, выполняющей основную коррекцию. В этом случае при выборе схемы ступенчатой цепи особое внимание обращают на входную емкость схемы $C_{вх}$. Дело в том, что резонансная частота входной цепи должна быть минимум в 1,5—2 раза больше верхней граничной частоты рабочего диапазона (§ 2). Поэтому необходимо, чтобы емкость $C_{вх}$ ступенчатой цепи имела достаточно малую величину.

Для выполнения основной коррекции применяются ступенчатые цепи с двухполюсником x_{II} (на месте x_{II} включен конденсатор). Поскольку входная емкость $C_{вх}$ влияет на форму частотной характеристики входной цепи в основном в области высоких частот, при определении $C_{вх}$ будем исходить из схемы цепи для высоких частот, полагая, что $x_{II} \approx 0$, усиление $\tilde{K} \approx K_{min} = \frac{K_{max}}{n_н}$, где $n_н$ — необходимая глубина коррекции.

Исходя из принятых допущений, нетрудно доказать, что для схемы рис. 51, *а* входная емкость определяется по формуле

$$C_{вх} = C_{с.к} + C_{с.а}\left[1 + \frac{K_{max}}{n_н}\left(1 + \frac{r_д}{R}\right)\right], \qquad \text{(III-80)}$$

в которой $C_{с.\,к}$ — емкость между управляющей сеткой и катодом (в случае пентода в данную формулу следует вместо $C_{с.\,к}$ подставить значение емкости между управляющей сеткой и всеми остальными электродами);

$C_{с.\,а}$ — проходная емкость, т. е. емкость между управляющей сеткой и анодом.

Во второй простейшей схеме — схеме с «фильтром» (см. рис. 52, *а*)

$$C_{вх} = C_{с.\,к} + C_{с.\,а}\left(1 + \frac{K_{max}}{n_н}\right). \qquad \text{(III-81)}$$

Для определения $C_{вх}$ однокаскадной схемы с последовательной обратной связью по напряжению (рис. 56) воспользуемся рис. 64. Входная проводимость схемы

$$Y_{вх} = \frac{\dot{I}}{\dot{U}} = \frac{\dot{I}_{с.\,к} + \dot{I}_{с.\,а}}{\dot{U}},$$

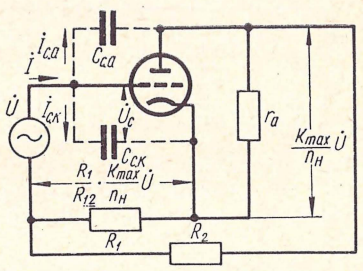


Рис. 64. Эквивалентная схема, используемая для определения входной емкости каскада с последовательной обратной связью (рис. 56) при $x_{II}=0$.

где

$$\dot{I}_{с.\,к} = j\omega C_{с.\,к}\dot{U}_с = j\omega C_{с.\,к}\dot{U}\left(1 - \frac{R_1}{R_{12}}\cdot\frac{K_{max}}{n_н}\right);$$

$$\dot{I}_{с.\,а} = j\omega C_{с.\,а}\dot{U}\left(1 + \frac{R_2}{R_{12}}\cdot\frac{K_{max}}{n_н}\right).$$

После подстановки и преобразований получим

$$Y_{вх} = j\omega\left[C_{с.\,к}\left(1 - \frac{R_1}{R_{12}}\cdot\frac{K_{max}}{n_н}\right) + C_{с.\,а}\left(1 + \frac{R_2}{R_{12}}\cdot\frac{K_{max}}{n_н}\right)\right].$$

Отсюда видно, что $Y_{вх}$ имеет емкостный характер и определяется входной емкостью

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{с. к}}\left(1 - \frac{R_1}{R_{12}} \cdot \frac{K_{\max}}{n_{\text{н}}}\right) +$$

$$+ C_{\text{с. а}}\left(1 + \frac{R_2}{R_{12}} \cdot \frac{K_{\max}}{n_{\text{н}}}\right). \qquad \text{(III-82)}$$

Если в схеме двухкаскадной ламповой корректирующей цепи с одним реактивным двухполюсником (рис. 59) двухполюсник x_{II} представляет собой чистую емкость, то такая схема является ступенчатой цепью с повышени-

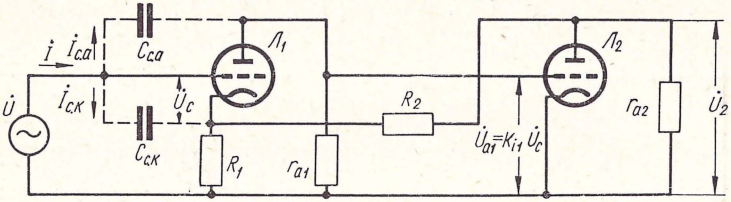


Рис. 65. Эквивалентная схема, используемая для определения входной емкости двухкаскадного усилителя с последовательной обратной связью (рис. 59) при $x_{\text{II}} = 0$.

ем уровня низких частот. На рис. 65 изображена ее эквивалентная схема для высоких частот. Для упрощения анализа примем, что входные емкости ламп и емкости монтажа практически не влияют на величину коэффициента усиления схемы (см. § 9). Тогда входная проводимость ступенчатой цепи

$$Y_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}}{\dot{U}} = \frac{\dot{I}_{\text{с. к}} + \dot{I}_{\text{с. а}}}{\dot{U}},$$

где

$$\dot{I}_{\text{с. к}} = j\omega C_{\text{с. к}} \dot{U}_{\text{с}}; \quad \dot{I}_{\text{с. а}} = j\omega C_{\text{с. а}} (\dot{U} + \dot{U}_{\text{а1}}) =$$

$$= j\omega C_{\text{с. а}} \dot{U}\left(1 + \frac{K_{\max}}{K_{02} A_{u\max}}\right);$$

$$\dot{U}_{\text{с}} = \dot{U}\left[1 - \frac{K_{\max} R_1}{A_{u\max}}\left(\frac{1}{K_{02} r_{\text{а1}}} + \frac{1}{R_{12}}\right)\right];$$

$A_{u\,max}$ —максимальная глубина обратной связи по напряжению;

$$A_{u\,max} = 1 + \frac{R_1}{R_{12}} K_{max}; \qquad \text{(III-83)}$$

K_{max}, K_{02}—определяются формулами (III-40а) и (III-43а).

Проводимость $Y_{вх}$ имеет чисто емкостный характер и входная емкость может быть определена по формуле

$$C_{вх} = C_{с.\,к} \frac{1}{A_{u\,max}} \left(1 - \frac{R_1}{r_{a1}} \cdot \frac{K_{max}}{K_{02}}\right) + \\ + C_{с.\,а} \left(1 + \frac{K_{max}}{K_{02} A_{u\,max}}\right).$$

Учитывая, что $A_{u\,max} \approx n_н$, окончательно получаем

$$C_{вх} \approx C_{с.\,к} \frac{1}{n_н} \left(1 - \frac{R_1}{r_{a1}} \cdot \frac{K_{max}}{K_{02}}\right) + \\ + C_{с.\,а} \left(1 + \frac{K_{max}}{K_{02} n_н}\right). \qquad \text{(III-84)}$$

Из полученных выражений для $C_{вх}$ следует, что ламповые ступенчатые цепи с повышением уровня низких частот имеют сравнительно малую входную емкость на высоких частотах. У простейших цепей, не имеющих внутри себя комплексных обратных связей, $C_{вх}$ получается малой вследствие уменьшения на высоких частотах нагрузочного сопротивления лампы. При этом уменьшается коэффициент усиления и, следовательно, входная динамическая емкость лампы. В схемах с обратной связью глубина последней больше на высоких частотах, а чем больше глубина последовательной обратной связи, тем меньше входная емкость.

Следует отметить, что в ламповых ступенчатых цепях с повышением уровня высоких частот наблюдаются обратные явления: чем выше частота, тем в простейших ламповых схемах больше величина нагрузочного сопротивления, или в схемах с обратной связью менее глубока отрицательная обратная связь. Поэтому по мере повы-

шения частоты входная емкость возрастает, достигая максимума,

$$C_{\text{вх max}} = C_{\text{с. к}} + C_{\text{с. а}}(1 + K_{01}), \qquad \text{(III-85)}$$

где K_{01}—максимальная величина коэффициента усиления каскада, входная емкость лампы которого определяется этой формулой.

Комбинированные ламповые ступенчатые схемы имеют на высоких частотах входную емкость такую же, как и ступенчатые схемы с повышением уровня высоких частот, так как их эквивалентные схемы на высоких частотах одинаковы. Если $C_{\text{вх}}$ комбинированной схемы больше допустимой, то коррекции на низких и на высоких частотах следует выполнять отдельными цепями. Тогда первым каскадом усилителя должна быть ступенчатая цепь с повышением уровня низких частот, имеющая малую входную емкость, а за ней включается корректирующий каскад с повышением уровня высоких частот.

Указанный порядок включения цепей в усилителе воспроизведения магнитных фонограмм более благоприятен и с точки зрения получения малых искажений сигнала, обусловленных нелинейностью лампы. Действительно, чем глубже корректирование после нелинейного элемента, тем ниже должен быть уровень полезного сигнала. Более же глубокая коррекция обычно применяется на низких частотах (см. § 9).

§ 13. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА СХЕМ

Все описанные в § 10 и 11 цепи могут иметь одну и ту же форму частотной характеристики, если при данном усилителе достижима заданная величина глубины коррекции. Однако каждая цепь имеет свои характерные свойства, которые необходимо учитывать при конструировании усилительной аппаратуры.

По табл. 9, составленной для усилителя с лампой типа 6Н3П, можно наглядно сравнить основные показатели ламповых корректирующих цепей (предельные достижимые значения глубины коррекции $n_{\max}$, максимальные коэффициенты усиления $K_{\max}$, а также непроизводительные потери усиления при коррекции). При со-

ставлении таблицы было положено, что основой корректирующей цепи является реостатный каскад на лампе 6Н3П, рабочая точка которой имеет следующие координаты: напряжение смещения $E_c = -1{,}5$ *в*, напряжение на аноде $E_a = 88$ *в*, постоянная составляющая анодного тока $I_{a0} = 2$ *ма*. Параметры в рабочей точке: $\mu = 31$, $R_i = 14$ *ком*, $S = 2{,}21$ *ма/в*; активные сопротивления, входящие в схему каскада, имеют следующие величины: анодной нагрузки $R_a = 41$ *ком*, утечки сетки $R_c = 0{,}5$ *Мом*, автоматического смещения в цепи катода $R_к = -\frac{E_c}{I_{a0}} = 750$ *ом*. При этом коэффициент усиления $K_0 = 22{,}5$, выходное сопротивление каскада $r_i = R_{i\,a.\,c} = 10{,}2$ *ком*. При вычислении данных для двухкаскадных схем принималось, что оба каскада одинаковы и $K_{01} K_{02} = K_0^2 = 508$.

Из табл. 9 видно, что при необходимости получения очень глубоких коррекций следует применять схемы, имеющие K_{max} при $x_{II} = \infty$. Схема (рис. 60, *а*), у которой K_{max} наблюдается при $x_I = 0$, может также обеспечить глубокую коррекцию, но имеет недостаток, связанный с большим значением сопротивления $R_1 = r - R_L$.

Остальные схемы, проанализированные в § 11 (рис. 61, 62 и 63), имеют ограниченные корректирующие возможности и их лучше использовать в комбинированных цепях (§ 9, 14).

При глубоких коррекциях простейшая схема с фильтром (рис. 52, *а*), а также схема на рис. 60, *а* в случае малого значения R_c могут вносить значительные нелинейные искажения (см. § 3, 10 и 11). В схеме на рис. 51, *а* для уменьшения этого недостатка введено сопротивление $r_д$.

Схемы с комплексной обратной связью практически свободны от указанного недостатка простейших схем. Действительно, отрицательная обратная связь уменьшает напряжение сигнала на сетке лампы, уже этим снижая нелинейные искажения; в той же части частотного диапазона, где отрицательная обратная связь выключается, напряжение сигнала, подводимое к схеме, обычно мало и нет опасности возникновения нелинейных искажений. В данных схемах лампы работают при относительно нормальных величинах нагрузочных сопротив-

Таблица 9

Частотно-эквивалентная схема типа	Рисунок	Предельные значения параметров					Предельные значения параметров (при n=10)			
		При данных	K_{max}	n_{max}	r, ком	R, ком	При данных	K_{max}	r, ком	R, ком
K_{max} при $x_{II} = \infty$ (Рис. 16,*б* и 17,*б*)	51, *а*	$r_д < \infty$	22,5	∞	$r < \infty$	0	$r_д = 5$ ком	22,5	15,2	1,69
	52, *а*	$a = 1$	22,5	∞	10,2	0	$a = 0{,}975$	22,5	9,65	1,083
	54, *а*	$R_2 = 0$	22,5	∞	10,2	0	$R_1 = 5$ ком	22,5	128	14,2
	56	$R_1 = R_2 = 0$	22,5	∞	10,2	0	$R_1 = 5$ ком	22,5	123	13,65
	59	$A_{u\,min} = 2$; $R_2 = 0$	167	174	129	0,746	$A_{u\,min} = 2$; $R_1 = 750$ ом	167	116	12,9
		$A_{u\,min} = 1$; $R_з = \infty$	347	362	271	0,750	$A_{u\,min} = 1$; $R_з = \infty$ $R_1 = 750$ ом; $R_2 = 29{,}4$ ком	347	271	30,1

		$A_{u\,\min} = 1;\ R_1 = R_2 = 0;$ $R_3 = \infty$	508	∞	10,2	0	$A_{u\,\min} = 1;\quad R_3 = \infty;$ $R_1 = 0;\quad R_2 = 113\ ом$	508	10,2	0,113
$K_{\max}$ при $x_1 = 0$ (Рис. 16,*а* и 17,*а*)	60,*а*	$R_L = 0$	22,5	∞	∞	511	$R_L = 0$	22,5	4600	511
	61	$R_L = 0;\quad R_1 = R_a$	22,5	26,3	41	1,56	$R_L = 0;\quad R_1 = 14{,}6\ ком$	22,5	14,6	1,62
		$R_L = 0{,}1R_1;\quad R_1 = R_a$	6,8	8	45	5,63	$n_{\max} < 10$			
	62	$R_L = 0{,}1R_1;\ R_1 = 8{,}9\ ком;$ $R_{2\text{opt}} = 10{,}5\ ком$	6,4	3,25	5,70	2,53				
		$R_L = 0;\ R_{1\min} = 8{,}9 ком;$ $R_{2\text{opt}} = 10{,}5\ ком$	11,3	6,0	4,81	0,962				
	63	$R_L = 0{,}1R_1 = 75\ ом;$ $R_2 = 2{,}85\ ком$	30,4	6,76	0,668	0,116				
		$R_L = 0;\ R_{2\text{opt}} = 2{,}85\ ком$	111	24,1	0,594	0,0257	$R_1 = 750\ ом;$ $R_2 = 31{,}8\ ком;\ R_L = 0$	385	0,733	0,0815

лений и, следовательно, нелинейность лампы (или ламп) оказывается меньше, чем в простейших схемах при $x_{II} = 0$. Кроме того, сама по себе отрицательная связь уменьшает составляющие спектра, порождаемые нелинейностью, особенно в той части диапазона, где $m \approx 1$.

Следует отметить, что в схеме на рис. 54, *а* применена параллельная подача обратной связи. Тут корректирующий эффект в основном получается за счет изменения с частотой входного комплексного сопротивления каскада. Входное сопротивление при $x_{II} = 0$ будет иметь минимальную величину

$$Z_{вх} = Z_{вх\,min} = R_{вх\,min} = \frac{1}{n-1}\left(\frac{nr_i}{n-K_{max}} + R_1\right).$$
$$x_{II} = 0$$

Обычно перед корректирующим каскадом находится другой усилительный каскад, выходное сопротивление которого равно R_1. Очевидно, что при глубоких коррекциях в той части частотного диапазона, где $x_{II} \approx 0$, лампа предыдущего каскада будет работать в режиме, близком к короткому замыканию, вследствие чего могут возникнуть заметные нелинейные искажения. Поэтому схему лучше использовать при относительно неглубоких коррекциях.

Схемы (рис. 56 и 62), в которых один каскад охвачен последовательной комплексной обратной связью по напряжению, можно применять только в случае, когда источник сигнала не соединен с общим проводом усилителя (например, воспроизводящая магнитная головка, любой источник сигнала, включенный через трансформатор и т. п.).

В двухкаскадной схеме (рис. 59) в катоде первой лампы включено сопротивление R_1, которое не только непроизводительно снижает величину K_{max} вследствие отрицательной обратной связи по току, но и может вызвать фон переменного тока при питании подогревателя катода переменным или пульсирующим постоянным током. Дело в том, что из-за проводимости изоляции между подогревателем и гильзой катода на катодном сопротивлении развивается напряжение помех (фона переменного тока), имеющее большое число ярко выраженных гармоник. Известные способы уменьшения фона, вызванного этой причиной (применение «средней точки», «за-

пирающего» напряжения, подключаемого между подогревателем и катодом, пониженного напряжения накала и т. п.), не во всех случаях дают необходимый эффект даже при тщательно отобранных лампах. В связи с этим приходится питать подогреватель выпрямленным и хорошо отфильтрованным током.

Этот недостаток свойственен и схеме на рис. 63, если x_1 на низкой частоте имеет большую величину.

Если сравнивать ламповые корректирующие цепи с точки зрения вносимых ими помех, то схемы без обратных связей имеют более низкий уровень помех. Объясняется это тем, что сами по себе цепи обратных связей, имеющие активные сопротивления, являются генераторами шумов. Кроме того, через цепи обратной связи на сетку лампы попадают пульсации анодного напряжения и, таким образом, усиливаются.

Еще одним недостатком цепей с обратными связями (особенно это относится к двухкаскадным схемам) является опасность возникновения самовозбуждения в области ультразвуковых частот, возникающая главным образом в результате действия дополнительных паразитных обратных связей.

§ 14. ПРИМЕР РАСЧЕТА ЛАМПОВОЙ КОМБИНИРОВАННОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ

Требуется рассчитать ламповую комбинированную корректирующую цепь (рис. 48) усилителя воспроизведения магнитных фонограмм по следующим данным: усилитель предназначен для магнитофона со скоростью ленты $v=19{,}05$ *см/сек;* допустимое значение коэффициента отклонения на нижней граничной частоте $f_н=50$ *гц** относительно частотной характеристики стандартного канала воспроизведения $M_{н\,дб}\leqslant 3$ *дб;* частотная характеристика относительно уровня на частоте 1 *кгц* должна иметь подъемы при $f=16{,}4$ *кгц* на 12 *дб* и при $f=6$ *кгц* на 3 *дб;* в корректирующем усилителе должны быть применены пальчиковые лампы.

Применяем двойной триод типа 6НЗП, имеющий по сравнению с другими пальчиковыми лампами более низкий общий уровень шума [7]. Устанавливаем для обоих триодов одинаковый режим по постоянному току: напряжение смещения $E_c=-1{,}5$ *в,* анодное напряжение $E_a=88$ *в,* анодный ток $I_{a0}=2$ *ма.* При указанной рабочей точке лампа имеет следующие параметры: $\mu=31$, $R_i=14$ *ком,*

* Данный пример расчета и экспериментальная проверка полученных результатов выполнены, когда были в силе ГОСТ 8088—56 и старые рекомендации МККР по выбору τ — постоянной времени стандартных каналов воспроизведения. Поскольку принципы расчета не зависят от величин τ и $f_н$, данный пример в книге оставлен.

$S=2{,}21$ *ма/в*. Обычным способом рассчитываем реостатный усилительный каскад и получаем следующие данные активных сопротивлений: анодное нагрузочное постоянному току $R_a=41$ *ком*, утечки сетки $R_c=0{,}5$ *Мом*, цепи автоматического смещения $R_1=750$ *ом*, анодное нагрузочное переменному току на средней частоте $r_a=R_{a.c}^{=}=37{,}9$ *ком*, выходное сопротивление каскада $r_i=R_{i\,a.c}^{=}=10{,}2$ *ком*. При этих данных коэффициент усиления на средней частоте $K_0=Sr_i=22{,}5$. Принимаем величину емкости разделительного конденсатора $C_{c1}=0{,}025$ *мкф*, при которой вызываемое ею западание частотной характеристики собственно реостатного каскада на частоте $f_н=50$ *гц* равно 0,27 *дб* ($M_{н.р}=1{,}065$) *. Емкость конденсатора $C_{к2}=50$ *мкф*.

Составляем эквивалентные схемы для низких и высоких частот (рис. 49), исходя из соображений, описанных в § 9. Поскольку бо́льшая глубина коррекции требуется в схеме для низких частот, начинаем расчет схемы, изображенной на рис. 49, *а*.

Принимаем величину постоянной времени корректирующей цепи для выполнения основной коррекции (на низких частотах) $\tau=100$ *мксек* (см. § 2). Поскольку допустимое значение коэффициента отклонения на нижней граничной частоте $M_{н\,дб}\leqslant 3$ *дб*, что соответствует $M_н\leqslant\sqrt{2}$, то, согласно (II-67), глубина коррекции на низких частотах

$$n_н=\frac{1}{\tau\omega_н\sqrt{M_н^2-1}}=\frac{1}{10^{-4}\cdot 2\pi\cdot 50\sqrt{2-1}}\approx 31{,}8.$$

Согласно (II-64), при выполнении основной коррекции постоянная времени ступенчатой цепи с повышением уровня низких частот $\tau_{1н}$ должна быть равна стандартизированному значению $\tau=100$ *мксек*.

По формулам (III-42), (III-40а), (III-48), (III-38а), (III-37а) и (II-65) определяем:

глубину обратной связи по току в первом каскаде корректирующей цепи

$$A_{i1}=1+\frac{1+\mu_1}{R_{i1}+r_{a1}}R_1=1+\frac{1+31}{14\cdot 10^3+37{,}9\cdot 10^3}750=1{,}46;$$

максимальное значение коэффициента усиления обоих каскадов

$$K_{\substack{\max\\ f=0}}=\frac{K_{01}K_{02}}{A_{i1}}=\frac{22{,}5^2}{1{,}46}=347;$$

сопротивление цепи обратной связи, выполняющей основную коррекцию,

$$R_2=\frac{r_{i2}+K_{\max}R_1}{n_н-1}-R_1=\frac{10{,}2+347\cdot 0{,}75}{31{,}8-1}10^3-750=8{,}02\ ком;$$

* В § 19 показано, что для получения более точного интегрирования сигнала в области низких частот величина емкости C_{c1} должна быть такой, чтобы коэффициент частотных искажений первого каскада $M_{н1}=\sqrt{2}$.

параметры частотно-эквивалентной схемы, представленной на рис. 18, *а*:

$$R = R_{12} = (0{,}75 + 8{,}02)\,10^3 = 8{,}77 \text{ ком};$$

$$r = r_{i2} + K_{\max} R_1 = (10{,}2 + 347 \cdot 0{,}75)\,10^3 = 270 \text{ ком};$$

$$C_{\text{н}} = \frac{\tau}{R} = \frac{10^{-4}}{8{,}77 \cdot 10^3} = 11{,}4 \cdot 10^{-9} \text{ ф}.$$

На рис. 50 штрих-пунктирной кривой изображена частотная характеристика, вычисленная с помощью уравнения (II-32) с учетом (II-23) и (II-24).

Далее рассчитаем элементы схемы на рис. 48, влияющие на частотную характеристику в области высоких частот, с помощью эквивалентной схемы для высоких частот, представленной на рис. 49, *б*.

Частотная характеристика схемы для низких частот при резонансной частоте $f_4 = 16{,}5$ *кгц* имеет уровень относительно $f_0 = 1$ *кгц*, примерно равный — 5,5 *дб* (рис. 50). Поэтому резонансная коррекция схемы на рис. 49, *б* должна создавать подъем относительно уровня на опорной частоте 1 *кгц*, равный не 12 *дб*, а 12+5,5= =17,5 *дб*. Приблизительно на такую же величину изменится и подъем собственно схемы высоких частот при $f = 6$ *кгц* и станет равным 3+5,5=8,5 *дб*, т. е. примерно половине максимального значения подъема. Поэтому частоту 6 *кгц* можно принять равной f_2 (табл. 7). При данном методе расчета реальная величина подъема всегда несколько меньше, так как не учитывается то, что частотная характеристика в области низких частот проходит немного ниже, чем при $f_0 = 1$ *кгц* (рис. 50). Однако у резонансных цепей это снижение обычно невелико и при инженерных расчетах его можно не учитывать.

Значение $m_{\text{в max дб}} = 17{,}5$ *дб* соответствует $n_{\text{в}} = 7{,}5$. Поскольку данные собственно усилителя и величин активных сопротивлений цепи обратной связи R_1 и R_2 известны из расчета схемы для низких частот (рис. 49, *а*), вычисляем активное сопротивление катушки R_L, обеспечивающее необходимую глубину коррекции $n_{\text{в}}$, по формуле (III-79):

$$R_L = \frac{\dfrac{K_{01}K_{02}R_{12}^{=}}{n_{\text{в}} - 1} - (r_{i2} + R_2)}{r_{i2} + R_2 + K_{01}K_{02}R_1} R_1 =$$

$$= \frac{\dfrac{22{,}5^2}{7{,}5 - 1} \cdot \dfrac{0{,}75 \cdot 8{,}02}{0{,}75 + 8{,}02}\,10^3 - (10{,}2 + 8{,}02)\,10^3}{(10{,}2 + 8{,}02 + 22{,}5^2 \cdot 0{,}75)\,10^3} 750 = 66{,}7 \text{ ом}.$$

Определяем параметры частотно-эквивалентной схемы *А* (табл. 7) с помощью формул (III-70а), (III-73), (II-3), (II-85), (II-87). Максимальный коэффициент усиления

$$K_{\max} \approx \frac{K_{01}K_{02}R_2}{r_{i2} + R_2 + K_{01}K_{02}R_{1L}} =$$

$$= \frac{22{,}5^2 \cdot 8{,}02 \cdot 10^3}{(10{,}2 + 8{,}02)\,10^3 + 22{,}5^3 \dfrac{750 \cdot 66{,}7}{750 + 66{,}7}} \approx 82;$$

активные сопротивления

$$r = R_{12} + R_L = \frac{0{,}75 \cdot 8{,}02}{0{,}75 + 8{,}02}\ 10^3 + 66{,}7 \approx 754\ \textit{ом}$$

и

$$R = \frac{r}{n_в - 1} = \frac{754}{7{,}5 - 1} = 116\ \textit{ом};$$

индуктивность катушки корректирующей цепи

$$L = \frac{r}{2\pi\sqrt{n_в}} \cdot \frac{f_2}{f_4^2 - f_2^2} = \frac{754}{2\pi\sqrt{7{,}5}} \cdot \frac{6 \cdot 10^3}{(16{,}5^2 - 6^2)\,10^6} \approx 1{,}11\ \textit{мгн}$$

и емкость конденсатора

$$C_в = \frac{1}{4\pi^2 f_4^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 16{,}5^2 \cdot 10^6 \cdot 1{,}11 \cdot 10^{-3}} \approx 84 \cdot 10^{-9}\ \textit{ф}.$$

На рис. 50 штрихами показана частотная характеристика цепи с резонансным пиком (схема *А*, табл. 7), вычисленная с помощью уравнения (II-76). Сплошной линией вычерчена суммарная частотная характеристика, а точки изображают экспериментальную частотную характеристику ламповой корректирующей цепи, собранной по данной схеме.

ГЛАВА IV

КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЦЕПИ В ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

§ 15. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Особенности корректирующих цепей в транзисторных усилителях. В настоящее время при разработке усилителей звуковых частот вместо электронных ламп широко применяются транзисторы. По сравнению с лампами транзисторы имеют следующие преимущества: мгновенную готовность к работе (отсутствует накал), малые габаритные размеры, значительно больший срок службы, высокую надежность, малое потребление энергии источников питания и высокий к. п. д. К недостаткам транзисторов относится: малое входное сопротивление, сильная зависимость параметров и режима работы от температуры, большой разброс параметров и нестабильность их во времени. Поэтому в транзисторных усилителях принимаются различные меры для улучшения качественных показателей работы, такие, например, как температурная стабилизация, глубокие отрицательные обратные связи и т. п. При этом усложняется схема, уменьшается усиление на каскад, следовательно, увеличивается число транзисторов, возрастает расход энергии на питание усилителя и снижается к. п. д.

В тех случаях, когда к качественным показателям усилителя и, главное, к стабильности этих показателей предъявляются жесткие требования, а условия эксплуатации допускают использование электронных ламп, целесообразнее применять в качестве усилительных элементов не транзисторы, а лампы.

Наиболее часто транзисторы включаются по схеме с общим эмиттером. Выходное сопротивление транзистора в этой схеме значительно больше входного сопротив-

ления транзисторного каскада. Поэтому в многокаскадном усилителе основную часть нагрузки каждого транзистора составляет входное сопротивление последующего каскада. Очевидно, что при непосредственном соединении каскадов без связывающего понижающего «междутранзисторного» трансформатора, служащего для согласования выходного сопротивления транзистора с входным сопротивлением последующего каскада, невозможно эффективно использовать усиление транзистора. Однако при наличии в схеме трансформаторов не только повышается стоимость и ухудшаются некоторые качественные показатели усилителя, но и увеличиваются его размеры. Поэтому трансформаторы применяются только в тех случаях, когда без них нельзя обойтись. В остальных случаях используются реостатные каскады, несмотря на то, что они обеспечивают сравнительно небольшое усиление.

В обычных реостатных каскадах применяются разделительные (переходные) конденсаторы. Вследствие относительно небольшого выходного сопротивления транзисторного каскада и малого входного сопротивления последующего каскада необходимо использовать разделительный конденсатор с большой величиной емкости. Для обеспечения достаточно равномерной частотной характеристики в области низких звуковых частот емкость разделительного конденсатора должна быть порядка десятков микрофарад. В связи с этим имеется тенденция обходиться вообще без разделительных конденсаторов [25, 48, 49].

В некоторых случаях, особенно при проектировании корректирующих цепей, значительный интерес представляет включение в схему многокаскадного усилителя спаренных каскадов: сначала включается каскад с общим эмиттером, а за ним — с общим коллектором. Хотя каскад с общим коллектором и не усиливает напряжения сигнала (коэффициент усиления напряжения каскада с общим коллектором немного меньше единицы), его входное сопротивление, нагружающее предыдущий каскад, сравнительно велико. Поэтому предыдущий каскад с общим эмиттером работает в благоприятных условиях и имеет большое усиление. Доказано, что пара таких каскадов может иметь практически такое же усиление, как и два каскада с общим эмиттером [32]. При относи-

тельно большом входном сопротивлении последующего каскада облегчается задача получения глубокой коррекции и стабильной формы частотной характеристики.

Анализ и расчет многокаскадных схем транзисторных усилителей значительно сложней, чем ламповых. При расчете ламповых усилителей, работающих без токов управляющих сеток, каждый усилительный каскад рассчитывается отдельно. Влияние последующего каскада учитывается только в области высоких частот, где сказывается действие его входной емкости, определить величину которой нетрудно. Сложность же расчета транзисторных усилителей прежде всего состоит в том, что основную часть нагрузки транзистора составляет входное сопротивление последующего каскада, являющееся функцией его нагрузочного сопротивления.

В корректирующих транзисторных цепях в нагрузку каскада или в цепи обратной связи, которые также нагружают каскад, включено одно или несколько комплексных сопротивлений. Естественно, что при этом входное сопротивление каскада, нагружающее предыдущий каскад, комплексно, и форма кривой частотной характеристики предыдущего каскада зависит от частотных свойств комплексных сопротивлений, включенных в корректирующем каскаде. Рассуждая аналогично, нетрудно доказать, что и частотные характеристики остальных предварительных каскадов также зависят от свойств корректирующего каскада. Это в значительной степени усложняет расчет и наладку транзисторных корректирующих цепей. В связи с этим серьезное значение приобретает вопрос частотной развязки смежных каскадов усилителя.

В транзисторных избирательных усилителях для получения частотной развязки между каскадами часто применяют различные схемы нейтрализации. Для выполнения этих цепей необходимы трансформатор или разрывы общего провода. В малогабаритной аппаратуре обычно используются реостатные каскады, поэтому разрывы общего провода сопряжены с серьезными неудобствами.

В качестве корректирующих цепей можно применить выравнивающие четырехполюсники (контуры), имеющие постоянное активное сопротивление при нагрузке четырехполюсника на его характеристическое активное

сопротивление. Такие четырехполюсники давно известны и широко используются в различных установках проводной связи и радиовещания. Применяя выравнивающий четырехполюсник в качестве звена, связывающего корректирующий и последующий каскады, можно получить входное сопротивление практически чисто активным и, таким образом, частотно развязать между собой каскады. Однако применять эти схемы нежелательно. Действительно, в схеме выравнивающего четырехполюсника должно быть два взаимообратных двухполюсника Z_{I} и Z_{II}. В схеме же обычного комплексного делителя напряжения, имеющего такую же форму частотной характеристики, может находиться всего один двухполюсник (Z_{I} или Z_{II} в зависимости от схемы делителя). Поэтому применение выравнивающего четырехполюсника с постоянным входным сопротивлением вместо комплексного делителя напряжения приводит не только к увеличению стоимости корректирующей цепи, но и к увеличению ее габаритных размеров. Если для получения частотной характеристики, свойственной ступенчатой цепи (см. § 5), достаточно в одном из плеч делителя включить конденсатор, то в схеме выравнивающего четырехполюсника, помимо такого же конденсатора, должна быть также включена и катушка индуктивности, что соответственно усложняет схему.

Таким образом, в малогабаритной аппаратуре приходится использовать наиболее простые цепи, создающие необходимый корректирующий эффект. К таким цепям относятся обычные комплексные делители напряжения и различные схемы с комплексными обратными связями. Следовательно, необходимо найти наиболее оптимальные варианты таких схем.

Частотное корректирование производится при достаточно малых сигналах, чтобы не вызвать подчеркивания составляющих, появляющихся в результате нелинейности каскадов усилителя, включенных до корректирующей цепи. Поэтому при малых сигналах корректирующий каскад можно рассматривать как линейный неавтономный активный четырехполюсник. Наиболее наглядный способ точного расчета корректирующей цепи состоял бы в замене схемы усилителя, находящегося до корректирующих элементов, эквивалентным генератором. Э. д. с. такого генератора равна входному значению

э. д. с. сигнала, умноженному на коэффициент передачи рассматриваемой части схемы усилителя при холостом ходе, а внутреннее сопротивление генератора — ее выходному сопротивлению. Однако, если до корректирующих элементов находится больше двух каскадов, то данный способ расчета сопряжен с большим объемом несложных, но громоздких вычислений. Определение параметров эквивалентного генератора можно несколько упростить, приняв два допущения. Во-первых, при работе усилителей на транзисторах в диапазоне частот до 10—15 *кгц* можно считать, что параметры транзисторов не зависят от частоты, т. е. при расчете можно пользоваться низкочастотными параметрами. Во-вторых, если в усилителе и не применена непосредственная связь между каскадами, то емкость разделительных конденсаторов, а также конденсаторов, шунтирующих сопротивления, включенные в цепи эмиттеров, можно выбрать достаточно большой величины, с тем чтобы частотная характеристика в области низких частот рабочего диапазона была практически равномерной. Если конденсаторы, шунтирующие сопротивления в цепи эмиттеров, должны иметь невыполнимо большие емкости, то можно обойтись и без них, допуская отрицательную обратную связь по переменной составляющей тока эмиттера.

Приняв указанные допущения, можно представить параметры эквивалентного генератора в наиболее простом виде. Тогда, если величины э. д. с. и внутреннего сопротивления источника сигнала не зависят от частоты, то и у эквивалентного генератора эти же параметры не будут зависеть от частоты.

При обычных инженерных расчетах нет смысла определять параметры эквивалентного генератора с большой точностью, так как транзисторы имеют большой разброс параметров и, кроме того, значительные температурные зависимости. Поэтому параметры эквивалентного генератора, даже в случае принятия специальных мер, служащих для стабилизации работы усилителя, могут существенно отличаться от расчетных.

Наиболее широко в транзисторных усилителях применяются простейшие корректирующие цепи, представляющие собой комплексные делители напряжения. При рациональном построении схемы усилителя с такими делителями даже при очень глубокой коррекции удается

достичь практически полной частотной развязки между каскадами. Это не только значительно упрощает расчеты, но и дает возможность (так же, как и в ламповых усилителях) вводить корректирующие элементы в смежные каскады, не опасаясь заметного взаимного влияния частотных свойств каскадов.

В этом отношении значительно хуже транзисторные корректирующие цепи, в которых используются комплексные обратные связи. Объясняется это тем, что комплексная обратная связь изменяет не только коэффициент усиления по напряжению, но и величину, и характер входного сопротивления каскада. Поэтому смежные каскады частотно зависимы.

Ниже рассмотрены способы расчета транзисторных корректирующих цепей.

Основные сведения о четырехполюснике, заменяющем транзистор. При малых амплитудах сигнала транзистор можно рассматривать как линейный активный неавтономный четырехполюсник (рис. 66), у которого входные и выходные напряжения и токи взаимно связаны. Принимая ту или другую пару переменных в качестве независимых, можно получить шесть вариантов записи систем уравнений четырехполюсников. При расчетах транзисторных усилителей наиболее часто используются следующие системы уравнений:

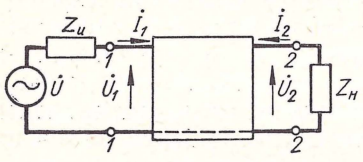


Рис. 66. Четырехполюсник.

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_1 &= z_{11}\dot{I}_1 + z_{12}\dot{I}_2\\ \dot{U}_2 &= z_{21}\dot{I}_1 + z_{22}\dot{I}_2\end{aligned}\right\}, \qquad \text{(IV-1)}$$

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_1 &= y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2\\ \dot{I}_2 &= y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2\end{aligned}\right\}, \qquad \text{(IV-2)}$$

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_1 &= h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2\\ \dot{I}_2 &= h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2\end{aligned}\right\}, \qquad \text{(IV-3)}$$

где z_{11}, z_{12}, z_{21} и z_{22} — комплексные сопротивления, называемые z-параметрами четырехполюсника;

y_{11}, y_{12}, y_{21} и y_{22} — комплексные проводимости, получившие название y-параметров четырехполюсника;

h_{11}, h_{22} — соответственно комплексные сопротивление и проводимость, а h_{12} и h_{22} — безразмерные комплексные числа, называемые смешанными гибридными или h-параметрами.

Более удобно уравнения (IV-1), (IV-2) и (IV-3) записывать в виде матриц

$$\left.\begin{aligned}
\begin{bmatrix}\dot{U}_1\\ \dot{U}_2\end{bmatrix} &= \begin{bmatrix}z_{11} & z_{12}\\ z_{21} & z_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{I}_1\\ \dot{I}_2\end{bmatrix} = [z]\begin{bmatrix}\dot{I}_1\\ \dot{I}_2\end{bmatrix};\\
\begin{bmatrix}\dot{I}_1\\ \dot{I}_2\end{bmatrix} &= \begin{bmatrix}y_{11} & y_{12}\\ y_{21} & y_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{U}_1\\ \dot{U}_2\end{bmatrix} = [y]\begin{bmatrix}\dot{U}_1\\ \dot{U}_2\end{bmatrix};\\
\begin{bmatrix}\dot{U}_1\\ \dot{I}_2\end{bmatrix} &= \begin{bmatrix}h_{11} & h_{12}\\ h_{21} & h_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{I}_1\\ \dot{U}_2\end{bmatrix} = [h]\begin{bmatrix}\dot{I}_1\\ \dot{U}_2\end{bmatrix}.
\end{aligned}\right\} \quad \text{(IV-4)}$$

Параметры z, y и h взаимосвязаны, так как приведенные системы уравнений описывают один и тот же четырехполюсник. Связь между параметрами легко найти, преобразуя одну систему уравнений в другую. Соотношение между параметрами матриц приведено в табл. 10.

Таблица 10

В \ Из	$[z]$	$[y]$	$[h]$
$[z]$	$\begin{bmatrix}z_{11} & z_{12}\\ z_{21} & z_{22}\end{bmatrix}$	$\frac{1}{\Delta^y}\begin{bmatrix}y_{22} & -y_{12}\\ -y_{21} & y_{11}\end{bmatrix}$	$\frac{1}{h_{22}}\begin{bmatrix}\Delta^h & h_{12}\\ -h_{21} & 1\end{bmatrix}$
$[y]$	$\frac{1}{\Delta^z}\begin{bmatrix}z_{22} & -z_{12}\\ -z_{21} & z_{11}\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}y_{11} & y_{12}\\ y_{21} & y_{22}\end{bmatrix}$	$\frac{1}{h_{11}}\begin{bmatrix}1 & -h_{12}\\ h_{21} & \Delta^h\end{bmatrix}$
$[h]$	$\frac{1}{z_{22}}\begin{bmatrix}\Delta^z & z_{12}\\ -z_{21} & 1\end{bmatrix}$	$\frac{1}{y_{11}}\begin{bmatrix}1 & -y_{12}\\ y_{21} & \Delta y\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}h_{11} & h_{12}\\ h_{21} & h_{22}\end{bmatrix}$
Определитель	$\Delta^z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}$	$\Delta^y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$	$\Delta^h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$

Параметры эквивалентного транзистора, в которых учтена обратная связь. В транзисторных усилителях широко применяется отрицательная обратная связь. Наиболее часто обратной связью охватывается один каскад. В этом случае расчет значительно упрощается при ис-

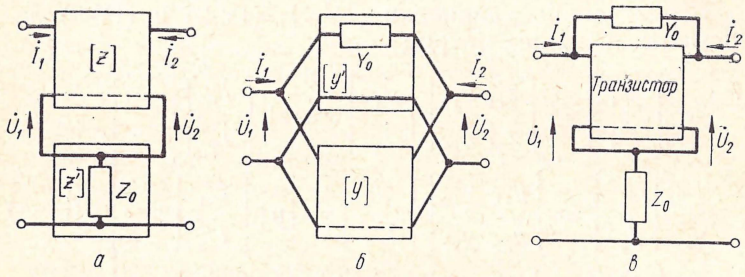


Рис. 67. Схемы для определения параметров эквивалентного транзистора (с учетом обратной связи):
а — последовательная; *б* — параллельная; *в* — комбинированная.

пользовании Z-, Y- или H-параметров эквивалентного транзистора, в которых уже учтено влияние обратной связи.

Если сопротивление Z_0, вызывающее отрицательную обратную связь, включено по последовательной схеме (рис. 67, *а*), то для определения параметров составного сложного четырехполюсника, являющихся параметрами эквивалентного транзистора, нужно сложить матрицу $[z]$ собственно транзистора с матрицей $[z']$ сопротивления Z_0. Принимая во внимание, что

$$]z'] = Z_0 \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix},$$

получаем матрицу составного четырехполюсника

$$[z_\Sigma] = \begin{bmatrix} z_{\Sigma 11} & z_{\Sigma 12} \\ z_{\Sigma 21} & z_{\Sigma 22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_0 & Z_0 \\ Z_0 & Z_0 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} z_{11} + Z_0 & z_{12} + Z_0 \\ z_{21} + Z_0 & z_{22} + Z_0 \end{bmatrix}. \qquad \text{(IV-5)}$$

Отсюда следует, что для нахождения параметров эквивалентного транзистора необходимо к каждому из z-параметров собственно транзистора прибавить Z_0.

Если проводимость Y_0, вызывающая обратную связь, включена по параллельной схеме (рис. 67, *б*), то для определения параметров сложного составного четырехполюсника, являющихся параметрами эквивалентного транзистора, нужно сложить матрицу $[y]$ собственно транзистора с матрицей $[y']$ проводимости Y_0. Тогда, учитывая, что матрица

$$[y'] = Y_0 \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix},$$

получаем матрицу составного четырехполюсника

$$[y_\sigma] = \begin{bmatrix} y_{\sigma 11} & y_{\sigma 12} \\ y_{\sigma 21} & y_{\sigma 22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} y_{12} \\ y_{21} y_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_0 & -Y_0 \\ -Y_0 & Y_0 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} y_{11} + Y_0 & y_{12} - Y_0 \\ y_{21} - Y_0 & y_{22} + Y_0 \end{bmatrix}. \qquad \text{(IV-6)}$$

Значительный интерес представляет схема, в которой применена комбинированная обратная связь (рис. 67, *в*). Для получения Z-параметров такого сложного четырехполюсника нужно преобразовать параметры y_σ в z_σ и подставить в матрицу (IV-5) вместо параметров z. Тогда

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} Z_{12} \\ Z_{21} Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{y_{\sigma 22}}{\Delta^{y_\sigma}} + Z_0 & -\frac{y_{\sigma 12}}{\Delta^{y_\sigma}} + Z_0 \\ -\frac{y_{\sigma 21}}{\Delta^{y_\sigma}} + Z_0 & \frac{y_{\sigma 11}}{\Delta^{y_\sigma}} + Z_0 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{y_{22} + Y_0}{\Delta^y + y_s Y_0} + Z_0 & -\frac{y_{12} - Y_0}{\Delta^y + y_s Y_0} + Z_0 \\ -\frac{y_{21} - Y_0}{\Delta^y + y_s Y_0} + Z_0 & \frac{y_{11} + Y_0}{\Delta^y + y_s Y_0} + Z_0 \end{bmatrix}, \qquad \text{(IV-7)}$$

где

$$y_s = y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}. \qquad \text{(IV-8)}$$

При расчетах усилителей наиболее часто пользуются h-параметрами транзистора. Если в матрице (IV-7)

y-параметры собственно транзистора выразить с помощью его h-параметров, то получим

$$[Z]=\begin{bmatrix} \dfrac{\Delta^h+h_{11}Y_0}{h_{22}+h_a Y_0}+Z_0 & \dfrac{h_{12}+h_{11}Y_0}{h_{22}+h_a Y_0}+Z_0 \\ -\dfrac{h_{21}-h_{11}Y_0}{h_{22}+h_a Y_0}+Z_0 & \dfrac{1+h_{11}Y_0}{h_{22}+h_a Y_0}+Z_0 \end{bmatrix}, \quad \text{(IV-7a)}$$

где

$$h_a=(1-h_{12})(1+h_{21})+h_{11}h_{22}. \quad \text{(IV-9)}$$

Путем несложных, но громоздких преобразований из (IV-7) можно получить матрицы $[Y]$-, $[H]$*- параметров эквивалентного транзистора. Например, матрица Y-параметров сложного четырехполюсника, представленного на рис. 67, *в*, имеет вид:

$$[Y]=\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dfrac{y_{11}+\Delta^y Z_0}{1+y_s Z_0}+Y_0 & \dfrac{y_{12}-\Delta^y Z_0}{1+y_s Z_0}-Y_0 \\ \dfrac{y_{21}-\Delta^y Z_0}{1+y_s Z_0}-Y_0 & \dfrac{y_{22}+\Delta^y Z_0}{1+y_s Z_0}+Y_0 \end{bmatrix}. \quad \text{(IV-10)}$$

Матрицы сложного четырехполюсника (рис. 67, *в*), являющиеся матрицами эквивалентного транзистора, в котором уже учтено влияние комбинированной обратной связи, удобны своей универсальностью. Действительно, матрицы (IV-4), (IV-5) и (IV-6) являются частными случаями матриц схемы рис. 67, *в*, в которой либо $Y_0=Z_0=0$, либо $Y_0=0$, либо $Z_0=0$.

Обобщенные эквивалентные схемы транзисторных усилителей. При расчете транзисторных усилителей малых сигналов удобно пользоваться эквивалентной схемой каскада, представленной на рис. 68, *а*. На схеме приняты следующие обозначения: $Z_{вх}$ — комплексное входное сопротивление транзисторного каскада; μ — комплексный статический коэффициент усиления напряжения (усиление напряжения транзистором при $Z_н=\infty$); Z_i — внутреннее сопротивление эквивалентного генератора э. д. с., заменяющего эквивалентный транзистор

* Очевидно, что матрицу $[Z]$ можно составить и другим путем, а именно: сначала преобразовать параметры z_Σ в y_Σ, подставить их в (IV-6) вместо y-параметров, а затем получившуюся матрицу $[Y]$ преобразовать в матрицу $[Z]$.

(транзистор с параметрами, в которых уже учтены внешние обратные связи).

Все элементы эквивалентной схемы могут быть найдены с помощью любой из систем уравнений четырехполюсника. Определим их из системы уравнений

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_1 &= Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2\\ \dot{U}_2 &= Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2\end{aligned}\right\}, \qquad \text{(IV-1a)}$$

где Z — параметры эквивалентного транзистора.

Полагая, что $\dot{U}_2 = -Z_н \dot{I}_2$, находим входное сопротивление четырехполюсника, заменяющего транзисторный каскад,

$$Z_{вх} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{\Delta^Z + Z_{11}Z_н}{Z_{22} + Z_н}. \qquad \text{(IV-11)}$$

При определении комплексного статического коэффициента усиления принимаем $Z_н = \infty$. Тогда $\dot{I}_2 = 0$ и

$$\tilde{\mu} = \left(\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}\right)_{Z_н=\infty} = \frac{Z_{21}}{Z_{11}}. \qquad \text{(IV-12)}$$

Внутреннее сопротивление эквивалентного транзистора определяем, полагая $\dot{U}_1 = 0$,

$$Z_i = \left(\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}\right)_{\dot{U}_1=0} = \frac{\Delta^Z}{Z_{11}}. \qquad \text{(IV-13)}$$

Комплексный коэффициент усиления транзисторного каскада по напряжению, согласно схеме на рис. 68, *а*,

$$\tilde{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\tilde{\mu} Z_н}{Z_i + Z_н}. \qquad \text{(IV-14)}$$

В некоторых случаях удобно пользоваться сквозной эквивалентной схемой (рис. 68, *б*), в которой учтена и входная цепь. Ее коэффициент усиления по напряжению определяется выражением

$$\tilde{K}_с = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} \cdot \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}} = \frac{\tilde{\mu} Z_н}{Z_i + Z_н} \cdot \frac{Z_{вх}}{Z_и + Z_{вх}} =$$

$$= \frac{Z_{21}Z_н}{\Delta^Z + Z_{11}Z_н + Z_и(Z_{22} + Z_н)}. \qquad \text{(IV-15)}$$

Тогда сквозной комплексный статический коэффициент усиления, наблюдающийся при $Z_н = \infty$,

$$\tilde{\mu}_c = \frac{Z_{21}}{Z_{11} + Z_н}. \qquad \text{(IV-16)}$$

Внутреннее сопротивление генератора э. д. с. сквозной

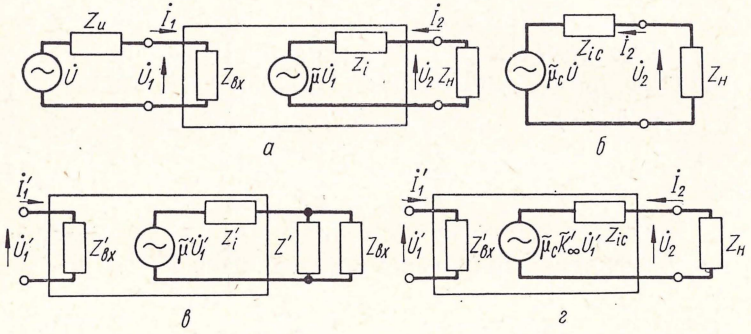


Рис. 68. Эквивалентные схемы транзисторного усилителя:
а — рассматриваемого каскада; *б* — сквозная (с учетом входной цепи); *в* — предыдущего каскада; *г* — двух каскадов.

схемы определяем с помощью уравнений (IV-1а), принимая $\dot{U}_1 = -Z_н \dot{I}_1$,

$$Z_{ic} = \left(\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}\right)_{\dot{U}_1 = -Z_н \dot{I}_1} = \frac{\Delta^Z + Z_{22} Z_н}{Z_{11} + Z_н}. \qquad \text{(IV-17)}$$

Если источником сигнала является предыдущий каскад, то при расчетах необходимо знать его входное сопротивление $Z'_{вх}$. На рис. 68, *в* представлена эквивалентная схема предыдущего каскада. На схеме символом Z' обозначено сопротивление внешней нагрузки каскада. Из сопоставления схем на рис. 68, *а* и *в* видно, что

$$Z_н = \frac{Z'_i Z'}{Z'_i + Z'}; \qquad \text{(IV-18)}$$

$$\dot{U} = \frac{\tilde{\mu}' Z'}{Z'_i + Z'} \dot{U}' = \tilde{K}'_\infty \dot{U}, \qquad \text{(IV-19)}$$

где $\tilde{K}'_\infty$ —комплексный коэффициент усиления предыдущего каскада по напряжению при $Z_{вх} = \infty$;

$\tilde{\mu}'$—комплексный статический коэффициент усиления транзистора предыдущего каскада.

Выражение для $Z'_{вх}$ предыдущего каскада можно написать по аналогии с (IV-11):

$$Z'_{вх} = \frac{\Delta^{Z'} + Z'_{11} Z'_{н}}{Z'_{22} + Z'_{н}}, \qquad \text{(IV-20)}$$

где сопротивление, нагружающее предыдущий каскад, как это видно из схемы рис. 68, *в*,

$$Z'_{н} = \frac{Z' Z_{вх}}{Z' + Z_{вх}}. \qquad \text{(IV-21)}$$

На основании выражений (IV-18) — (IV-21) составлена эквивалентная схема двух транзисторных каскадов, изображенная на рис. 68, *г*.

В табл. 11 приведены формулы для определения элементов эквивалентных схем (рис. 68), составленные с

Таблица 11

Параметры эквивалентной схемы	Параметры эквивалентного транзистора		
	Z	Y	H
$Z_{вх}$	$\frac{\Delta^Z + Z_{11}Z_н}{Z_{22} + Z_н}$	$\frac{1 + Y_{22}Z_н}{Y_{11} + \Delta^Y Z_н}$	$\frac{H_{11} + \Delta^H Z_н}{1 + H_{22} Z_н}$
$\tilde{\mu}$	$\frac{Z_{21}}{Z_{11}}$	$-\frac{Y_{21}}{Y_{22}}$	$-\frac{H_{21}}{\Delta^H}$
Z_i	$\frac{\Delta^Z}{Z_{11}}$	$\frac{1}{Y_{22}}$	$\frac{H_{11}}{\Delta^H}$
$\tilde{\mu}_c$	$\frac{Z_{21}}{Z_{11} + Z_и}$	$-\frac{Y_{21}}{Y_{22} + \Delta^Y Z_и}$	$-\frac{H_{21}}{\Delta^H + H_{22} Z_и}$
Z_{ic}	$\frac{\Delta^Z + Z_{22}Z_и}{Z_{11} + Z_и}$	$\frac{1 + Y_{11}Z_и}{Y_{22} + \Delta^Y Z_и}$	$\frac{H_{11} + Z_и}{\Delta^H + H_{22} Z_и}$

учетом и без учета входной цепи. В формулах использованы Z-, Y- и H-параметры эквивалентного транзистора.

§ 16. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРНОГО КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КАСКАДА

В транзисторных усилителях звуковых частот преимущественно применяется схема каскада с общим эмиттером (рис. 69) и, несколько реже, схема с общим коллектором. При этих схемах включения транзисторы имеют большой разброс коэффициента усиления по току и ощутимый неуправляемый ток коллектора $I_{к0}$, круто возрастающий при повышении температуры. Поэтому в усилителях, которые должны нормально работать в широком диапазоне температур, и в усилителях серийного производства, где устанавливают любые исправные транзисторы необходимых типов (без специального подбора параметров), применяются различные методы температурной стабилизации режима смещения. В схеме, представленной на рис. 69, применена коллекторная стабилизация режима за счет сопротивлений R_1 и R_2. Для устранения параллельной обратной связи по переменному току в схему включен конденсатор достаточно большой емкости C_2, отводящий на общий провод ток усиленного сигнала, текущий по сопротивлению R_2. При этом обратная связь продолжает действовать на постоянном токе и на очень низких частотах.

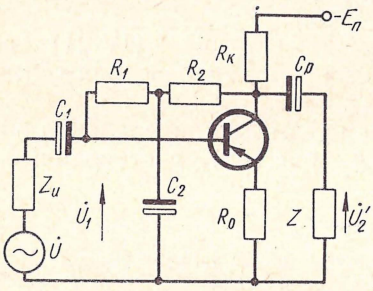


Рис. 69. Схема транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером и обратной связью по току эмиттера.

В схеме на рис. 69 сопротивление R_0 создает отрицательную обратную связь по току эмиттера. В составе сопротивления Z заключены элементы корректирующей цепи и входное сопротивление следующего каскада $Z_с$. Если емкости конденсаторов C_1, C_2 и $C_р$ выбраны достаточно большими, с тем чтобы даже на низких частотах рабочего диапазона они существенно не влияли на

форму частотной характеристики усилителя, то эквивалентную схему каскада для переменного тока можно представить так, как показано на рис. 70, *а*. На рисунке сопротивление коллекторной нагрузки

$$Z_н = \left(\frac{1}{Z} + \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_2} \right)^{-1}. \qquad \text{(IV-22)}$$

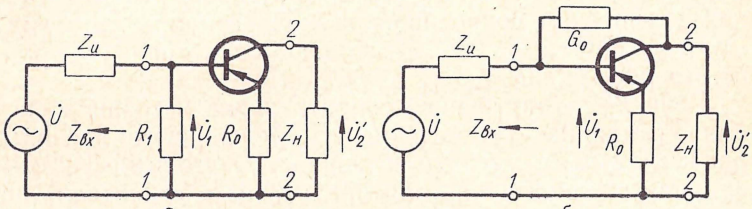


Рис. 70. Схемы для переменного тока транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером:
а — с обратной связью по току эмиттера; *б* — с комбинированной обратной связью.

Если же емкость $C_2 = 0$, то каскад охвачен еще и параллельной обратной связью по переменному току. Для этого случая эквивалентная схема изображена на рис. 70, *б*, причем на ней

$$G_0 = \frac{1}{R_{12}}, \qquad \text{(IV-23)}$$

а

$$Z_н = \left(\frac{1}{Z} + \frac{1}{R_к} \right)^{-1}. \qquad \text{(IV-22а)}$$

При проектировании усилительного каскада звуковых частот (до 10—15 *гц*) с достаточной точностью для инженерных расчетов можно пользоваться низкочастотными параметрами транзистора.

Простейшая корректирующая цепь с комплексным делителем напряжения содержит в составе Z (рис. 69) всего одно реактивное сопротивление x. Только в самом неблагоприятном случае абсолютное значение этого сопротивления в рабочем диапазоне частот изменяется в пределах $0 \leqslant |x| \leqslant \infty$. Если входное сопротивление по-

следующего каскада Z_c является практически активным сопротивлением R_c, то сопротивление коллекторной нагрузки $Z_н$ при изменении частоты достигает двух экстремумов $r_{н\,min} \geqslant 0$ и $r_{н\,max} < R_к$. Указанные обстоятельства и принятые выше допущения дают возможность считать, что входное сопротивление корректирующего каскада при $Z_н = r_{н\,min}$ и $Z_н = r_{н\,max}$ также активно. Входное сопротивление каскада с общим эмиттером уменьшается при увеличении сопротивления коллекторной нагрузки. Поэтому при $r_{н\,max}$ и $r_{н\,min}$ входное сопротивление соответственно равно $r_{вх\,min}$ и $r_{вх\,max}$.

Если $Z_и$ — внутреннее сопротивление источника сигнала (выходное сопротивление предыдущего каскада, или усилителя) активно и равно $r_и$, то коэффициент влияния входной цепи (или предыдущего усилителя) на глубину коррекции можно определить из выражения (II-151):

$$n_{вх} = \frac{U_{1\,max}}{U_{1\,min}} = \frac{r_{вх\,max}}{r_и + r_{вх\,max}} \cdot \frac{r_и + r_{вх\,min}}{r_{вх\,min}},$$

где $U_{1\,max}$ и $U_{1\,min}$ — экстремумы действующих значений синусоидального напряжения сигнала на входе корректирующего каскада.

Очевидно, что при данном отношении $\frac{r_{вх\,max}}{r_{вх\,min}}$ величина $n_{вх}$ будет тем меньше, чем существенней неравенство $r_и > r_{вх\,max}$. Поэтому предельное значение

$$n_{вх} = \frac{r_{вх\,max}}{r_{вх\,min}}.$$
$$r_и = \infty$$

Если величина $n_{вх}$ близка к единице, то корректирующий и предыдущий каскады практически частотно развязаны. Тогда при расчете корректирующей цепи можно исходить только из параметров корректирующего каскада, что значительно упростит расчет и настройку схемы.

Элементы схемы R_0 и G_0 (рис. 70), включаемые для введения отрицательной обратной связи, стабилизирующей параметры транзистора, существенно влияют на свойства усилителя, что видно из графиков на рис. 71—75, построенных для каскада с транзистором П13Б. При

вычислении кривых было принято, что малошумящий транзистор П13Б работает в таком режиме: $E_{к.э} = -5$ *в*, $I_{к0} = 1$ *ма*, $I_{б0} = 50$ *мка* и $E_{б.э} = -0{,}16$ *в*. При этом режиме низкочастотные h-параметры в схеме с общим эмиттером: $h_{11} = 1{,}5$ *ком*, $h_{12} = 0{,}003$, $h_{21} = 45$, $h_{22} = 140$ *мксим*, а определитель $\Delta^h = 0{,}075$.

Вычисления велись в следующем порядке:

1. С помощью матрицы (IV-7а) и выражения (IV-9) были найдены параметры эквивалентного транзистора. При этом считалось, что $Z_0 = R_0$, $Y_0 = G_0 = \dfrac{1}{R_1 + R_2}$, причем $R_1 = R_2 = 50$ *ком*.

2. По формулам (IV-11), (IV-12) и (IV-13) были определены значения: входного сопротивления $r_{вх} = Z_{вх}$, статического коэффициента усиления по напряжению $\mu = \tilde{\mu}$ и внутреннего сопротивления эквивалентного транзистора $R_i = Z_i$. В тех случаях, когда $G_0 = 0$, т. е. в заданном диапазоне частот параллельная обратная связь по переменному току отсутствовала [за счет включения достаточно большой емкости C_2 (рис. 69)], при вычислении $r_{вх}$ учитывалось, что сопротивление R_1 по переменному току включено параллельно входным клеммам.

3. По формуле (IV-14) были вычислены значения коэффициента усиления по напряжению $K = \tilde{K}$ при различных величинах R_0 и G_0 и $Z_н = r_н = 3$ *ком*.

На рис. 71 представлены кривые зависимостей $\dfrac{r_{вх}}{r_{вх\,0}} = \psi(r_н)$, где $r_{вх\,0}$ —входное сопротивление при $r_н = 0$. Из рис. 71 видно, что наименее благоприятные зависимости $\dfrac{r_{вх}}{r_{вх\,0}} = \psi(r_н)$ (с точки зрения частотной развязки корректирующего каскада и входной цепи) наблюдаются при введении параллельной (для этого на рис. 70, *б* сопротивление R_0 должно быть равно нулю), а также комбинированной обратной связи, когда включены R_0 и G_0 (рис. 70, *б*).

Из рис. 71 также следует, что величина нагрузочного сопротивления в значительно меньшей степени влияет на величину входного сопротивления у каскадов без обратной связи и у каскада с глубокой обратной связью по току эмиттера. Интересно отметить, что по мере углу-

бления последовательной обратной связи (за счет увеличения R_0) отношение $\frac{r_{вх}}{r_{вх\,0}}$ сначала резко уменьшается, а затем монотонно увеличивается. Из кривой, представленной на рис. 72, видно, что в случае, когда $G_0=0$ и $r_н=3$ *ком*, минимальное значение $\frac{r_{вх}}{r_{вх\,0}}$ наблюдается при $R_0\approx0{,}1$ *ком*.

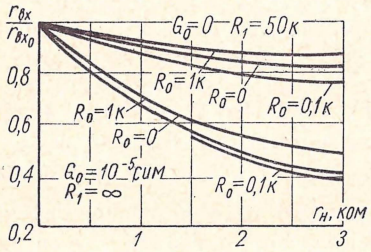


Рис. 71. Кривые зависимостей отношения $\frac{r_{вх}}{r_{вх\,0}}$ от величин $r_н$, R_0 и G_0 для усилительного каскада с общим эмиттером на транзисторе П13Б.

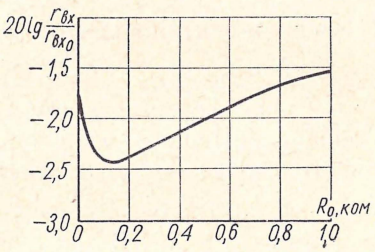


Рис. 72. График изменения относительного значения входного сопротивления усилительного каскада с общим эмиттером на транзисторе П13Б в зависимости от величины R_0 при $r_н=3$ *ком*.

При углублении последовательной обратной связи значительно снижается усиление каскада, повышается входное сопротивление $r_{вх}$ и, следовательно, коэффициент передачи входной цепи (или усиление предыдущего каскада), причем тем заметней, чем больше внутреннее сопротивление источника сигнала $r_и$. Кроме того, при данном значении $r_и$ увеличение $r_{вх}$, согласно выражению (II-151), приближает $n_{вх}$ к единице, что улучшает частотную развязку каскадов.

Если, например, положить $r_и=3$ *ком*, $r_{н\,max}=2{,}75$ *ком* и $r_{н\,min}=1$ *ком*, то при указанном выше режиме транзистора в схеме без обратной связи ($R_0=0$):

$$r_{вх\,max}=1{,}38\ ком,\ r_{вх\,min}=1{,}23\ ком;$$

минимальный коэффициент усиления

$$K'_{min}=\left(\frac{U'_2}{U_1}\right)_{r_{н\,min}}=28{,}5;$$

коэффициент передачи входной цепи

$$K_{\text{вх max}} = \left(\frac{U_1}{U}\right)_{r_{\text{вх max}}} = 0{,}309;$$

сквозной минимальный коэффициент передачи

$$K'_{\text{с min}} = K_{\text{вх min}} K'_{\text{min}} = \left(\frac{U'_2}{U}\right)_{r_{\text{н min}}} = 8{,}82;$$

коэффициент влияния входной цепи (или предыдущего каскада) на глубину коррекции

$$n_{\text{вх}} = 1{,}06, \text{ или } 0{,}5 \text{ } дб.$$

Если же $R_0 = 0{,}1$ *ком*, т. е. включена обратная связь, при которой наблюдается наиболее неблагоприятное для частотной развязки соотношение $\frac{r_{\text{вх}}}{r_{\text{вх 0}}}$, то: $r_{\text{вх min}} = 4{,}16$ *ком*, $r_{\text{вх max}} = 4{,}85$ *ком*, $K'_{\text{min}} = 7{,}27$, $K_{\text{вх max}} = 0{,}618$, $K'_{\text{с min}} = 4{,}5$ и $n_{\text{вх}} = 1{,}063$ или $0{,}54$ *дб*. Отсюда видно, что при введении обратной связи усиление корректирующего каскада снизилось примерно в 4 раза, а коэффициент передачи входной цепи возрос в 2 раза. Поэтому в целом сквозной коэффициент передачи снизился всего в 2 раза. Коэффициент же влияния входной цепи на глубину коррекции остался приблизительно таким же.

Из рис. 73 и 74 видно, как по мере углубления последовательной обратной связи по току эмиттера изменяются $r_{\text{вх0}}$ — входное сопротивление при $r_{\text{н}} = 0$, R_i — выходное сопротивление при $r_{\text{н}} = 0$, μ — статический коэффициент усиления эквивалентного транзистора, а также K — коэффициент усиления напряжения при $r_{\text{н}} = 3$ *ком*. Исходные значения указанных величин при $R_0 = 0$: $r_{\text{вх0}} = 1{,}49$ *ком*, $R_i = 20$ *ком*, $\mu = -600$ и $K_{r_{\text{н}}=3\,ком} = 78{,}3$.

Рассмотрим корректирующие возможности частотнозависимой обратной связи в транзисторном усилителе. По рис. 73 и 74 можно судить о достижимой глубине коррекции, если вместо R_0 в схему на рис. 70, *а* включено комплексное сопротивление Z_0. Например, при нагрузочном сопротивлении $r_{\text{н}} = 3$ *ком* и изменении Z_0 в пределах $0 \leqslant Z_0 \leqslant R_0 = 3$ *ком* коэффициент усиления напряжения уменьшается в 80 раз, а входное сопротивление

увеличивается в 18 раз *. Таким образом, в создании частотной коррекции при сопротивлении источника сигнала $r_и > 0$ будет участвовать и входная цепь (или предыдущие каскады). Пренебречь частотным влиянием входной цепи (или выходным сопротивлением предыдущих каскадов) можно только в случае, когда $r_и$ суще-

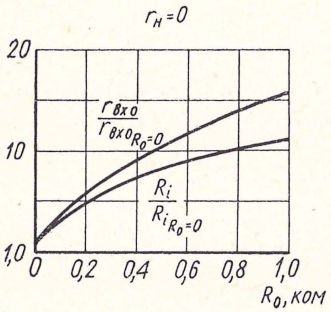


Рис. 73. Кривые зависимостей отношений $\frac{r_{вх0}}{r_{вх_{R_0=0}}}$ и $\frac{R_i}{R_{i_{R_0=0}}}$ от величины R_0 при $r_н=0$ и $r_и=0$ для усилительного каскада с общим эмиттером на транзисторе П13Б.

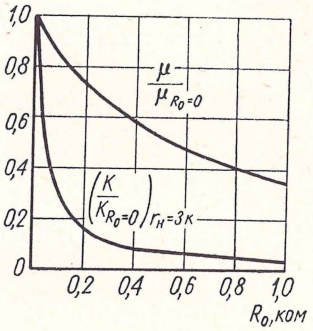


Рис. 74. Кривые зависимостей отношений $\frac{\mu}{\mu_{R_0=0}}$ и $\frac{K}{K_{R_0=0}}$ при $r_н=3$ *ком* от величины R_0 для усилительного каскада с общим эмиттером на транзисторе П13Б.

ственно меньше минимального значения входного сопротивления корректирующего каскада. Тогда для входной цепи будет наблюдаться режим, близкий к режиму постоянства напряжения. Если перед корректирующим каскадом находится транзисторный усилитель, то уменьшить его выходное сопротивление можно, собрав каскад, предшествующий корректирующему, по схеме эмиттерного повторителя (схема с общим коллектором) или включив достаточно малое нагрузочное сопротивление. Однако при этом резко снизится общее усиление.

Если в схеме, изображенной на рис. 70, б, сопротивление $R_0=0$ и вместо активной проводимости G_0 включена

* На рис. 73 представлен график относительного изменения $r_{вх0}$ (входного сопротивления при $r_н=0$). Для того чтобы определить изменение $r_{вх}$ при $r_н=3$ *ком*, нужно учесть зависимость, изображенную на рис. 72.

комплексная проводимость Y_0, то каскад охвачен частотнозависимой параллельной обратной связью. Из рис. 75 следует, что при изменении Y_0 от нуля до $Y_0 = G_0 = 10^{-3}$ *сим* коэффициент усиления при $r_н = 3$ *ком* уменьшится всего в 4 раза, а входное сопротивление в 28 раз и достигнет значения, равного 44 *ом*, что можно вычислить с помощью матрицы (IV-7а) и формул (IV-9) и (IV-11). Тогда при больших значениях $r_н$ коррекция будет выполняться в основном не коллекторной цепью корректирующего каскада, а его входной цепью. Отсюда следует, что в данной схеме нельзя выполнить частотную развязку входной цепи и корректирующего каскада.

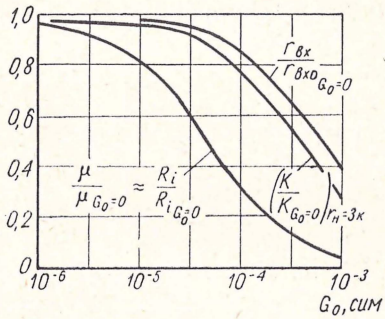


Рис. 75. Кривые зависимостей отношений $\frac{r_{вх}}{r_{вх0}}_{G_0=0}$, $\left(\frac{K}{K_{G_0=0}}\right)_{r_н=3ком}$, $\frac{\mu}{\mu_{G_0=0}} \approx \frac{R_i}{R_{i\,G_0=0}}$ от величины проводимости G_0 для усилительного каскада с общим эмиттером на транзисторе П13Б.

Корректирующий транзисторный усилитель с частотнозависимой обратной связью имеет еще одну особенность — форма его частотной характеристики существенно изменяется при изменении величин параметров транзистора. Поскольку параметры транзисторов имеют большой разброс и невысокую стабильность, применение схем с частотнозависимой обратной связью не всегда целесообразно. Поэтому в транзисторных усилителях чаще встречаются схемы коррекции с комплексными делителями напряжения.

§ 17. РАСЧЕТ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

Транзисторная корректирующая цепь в виде делителя напряжения с реактивным двухполюсником в параллельном плече. На рис. 76 представлена схема для переменного тока рассматриваемого корректирующего каскада, в которой уже учтены упрощающие допущения, принятые в § 15, 16. Правее точек *2—2* изображена схе-

ма нагрузочного сопротивления. На ней R_c — входное сопротивление следующего каскада, которое в звуковом диапазоне частот можно считать практически чисто активным *. Желательно, чтобы величина R_c была побольше, так как при этом улучшается частотная развязка, более стабильной становится форма частотной характе-

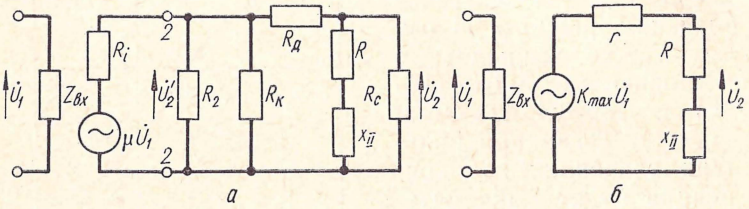


Рис. 76. Схемы транзисторной корректирующей цепи с реактивным двухполюсником в параллельном плече делителя:
а — эквивалентная; *б* — преобразованная эквивалентная.

ристики корректирующего каскада (она в меньшей степени зависит от изменений параметров транзистора последующего каскада), увеличивается коэффициент усиления корректирующего каскада и этим снижается относительный уровень шумов, вносимых последующим каскадом (см. § 3). Большое входное сопротивление имеет эмиттерный повторитель (схема с общим коллектором) или каскад с достаточно глубокой отрицательной обратной связью по току эмиттера. Построение схемы усилителя, при котором за корректирующим каскадом следует каскад с большим входным сопротивлением, приводит к значительному выигрышу качественных показателей и сравнительно небольшому проигрышу в усилении. Действительно, уменьшение усиления последующего каскада до некоторой степени компенсируется повышением усиления корректирующего каскада вследствие увеличения R_c .

В схему на рис. 76, *а* введено добавочное сопротивление $R_д$, которое улучшает частотную развязку корректирующего каскада от его входной цепи. Чем больше $R_д$, тем меньше при изменении частоты меняется величина нагрузочного сопротивления $Z_н$ (следовательно, и

* Исключением может быть случай, когда следующий каскад является также корректирующим каскадом, и не достигнута должная частотная развязка.

входного сопротивления корректирующего каскада), тем больше минимальное значение нагрузочного сопротивления и меньше нелинейность каскада. Однако при введении в схему добавочного сопротивления одновременно с улучшением качественных показателей несколько снижается коэффициент передачи по напряжению.

Обычно сопротивление $R_2 \gg R_к$ (рис. 69). Поэтому R_2 при анализе нагрузочного сопротивления $Z_н$ не учитывается.

Схему на рис. 76, *а* можно заменить эквивалентной схемой, представленной на рис. 76, *б*, правая часть которой соответствует частотно-эквивалентной схеме на рис. 16, *б*. На рисунке приняты следующие обозначения: K_{max} — максимальное значение коэффициента усиления по напряжению, наблюдающееся при $x_{II} = \infty$,

$$K_{max} = \frac{\mu R_к R_с}{(\overline{\overline{R_{i\,к}}} + R_{д.\,с})\, \underline{R_{i\,к}}}; \qquad \text{(IV-24)}$$

r — параметр частотно-эквивалентной схемы,

$$r = \frac{\overline{\overline{R_{i\,к}}} + R_д}{\overline{\overline{R_{i\,к}}} + \underline{R_{д.\,с}}}\, R_с. \qquad \text{(IV-25)}$$

Величина параметра r при больших значениях R_i и $R_с$ определяется в основном сопротивлениями $R_к$ и $R_д$. Поэтому форма частотной характеристики практически не зависит от нестабильных параметров транзисторов, что является существенным преимуществом схемы.

В § 5 и 6 изложены методы расчета корректирующих цепей с одним реактивным двухполюсником. Поэтому остановимся только на определении отдельных сопротивлений, относящихся к конкретной схеме.

Элементы корректирующей цепи рассчитываются в следующем порядке. После выбора режима работы транзистора, расчета сопротивлений, определяющих этот режим, и нахождения эквивалентных параметров транзисторов, принимают величину добавочного сопротивления $R_д$. Обычно $0 \leqslant R_д \leqslant R_к$. Чем больше $R_д$, тем полнее частотная развязка, но тем ниже максимальное значение коэффициента усиления K_{max}*. При глубоких

* Если $R_с \gg R_к$, то при включении в схему $R_д \approx 0{,}5\, R_к$ усиление каскада снизится незначительно (см. пример в конце параграфа).

коррекциях сопротивление $R_д$ следует выбирать побольше, при неглубоких его можно не включать. Например, в усилителях воспроизведения магнитных фонограмм для выполнения основной коррекции глубина коррекции n может достигать нескольких десятков единиц (см. § 5). В этом случае $R_д$ выбирают порядка $(0{,}3 \div 0{,}5) R_к$. Затем по формуле (IV-25) вычисляют r и по заданному значению глубины коррекции n находят величину второго параметра

$$R = \frac{r}{n-1}.$$

После этого рассчитывают максимальное и минимальное значения нагрузочного сопротивления по следующим приближенным формулам (не учитывается сопротивление R_2, поскольку $R_2 \gg R_к$):

$$r_{н\,max} \approx (Z_н)_{x_{II}=\infty} = \frac{R_к R_{д.\,с}}{R_{к.\,д.\,с}}; \qquad \text{(IV-26)}$$

$$r_{н\,min} \approx (Z_н)_{x_{II}=0} = \frac{R_к \left(R_д + \dfrac{RR_с}{R+R_с}\right)}{R_{к.\,д} + \dfrac{RR_с}{R+R_с}}; \qquad \text{(IV-27)}$$

и по формуле (IV-11), с учетом шунтирующего влияния сопротивления R_1, определяют $r_{вх\,min}$ и $r_{вх\,max}$ — минимальное и максимальное значения входных сопротивлений. Зная $r_и$ — внутреннее сопротивление источника сигнала (или выходное сопротивление предыдущих каскадов усилителя), по формуле (II-151) находят $n_{вх}$ —коэффициент влияния входной цепи на глубину коррекции. Результирующая глубина коррекции с учетом влияния входной цепи для схемы делителя с реактивным сопротивлением в параллельном плече

$$n_э = \frac{n}{n_{вх}}. \qquad \text{(II-152а)}$$

Если окажется, что входная цепь корректирующего каскада недопустимо сильно влияет на форму частотной характеристики, то следует увеличить сопротивление $R_д$.

Представление о порядке величин, характеризующих корректирующую цепь, может быть получено с помощью следующего примера. Если параметры транзистора те же, что и в § 16, сопротивления $R_к = 3$ *ком*, $R_д = 1{,}5$ *ком*, $R_1 = R_2 = 50$ *ком*, $R_0 = 0{,}1$ *ком*, $R_с = 30$ *ком*, а заданная глубина коррекции $n = 31{,}8$, то в результате вычислений получим: $r_{н\,min} = 1{,}05$ *ком*, $r_{вх\,max} = 5{,}33$ *ком*, $r_{вх\,min} = 4{,}53$ *ком*, $K_{max} = 18{,}5$ и $n_{вх} = 1{,}064$ (т. е. входная цепь уменьшает глубину коррекции на 0,54 *дб*). Параметры частотно-эквивалентной схемы: $r = 3{,}82$ *ком* и $R = 124$ *ком*. Если же $R_д = 0$, то $r_{н\,min} = 83$ *ом* (транзистор при этом работает в режиме, близком к короткому замыканию), $r_{вх\,max} = 5{,}95$ *ком*, $r_{вх\,min} = 4{,}54$ *ком*, $K_{max} = 19{,}4$ (повысился всего на 0,4 *дб*), а $n_{вх} = 1{,}105$ (т. е. входная цепь снижает глубину коррекции на 0,86 *дб*).

Транзисторная корректирующая цепь в виде делителя с реактивным двухполюсником в последовательном плече. На рис. 77, *а* представлена эквивалентная схема корректирующей цепи, в которой реактивный двухполюсник x_1 находится в последовательном плече делителя.

Для стабилизации величины сопротивления R (параметр частотно-эквивалентной схемы) целесообразно параллельно с входным сопротивлением последующего каскада $R_с$ включить добавочное сопротивление $R_д \approx (0{,}3 \div 1) R_с$. Делается это с учетом того, что величина

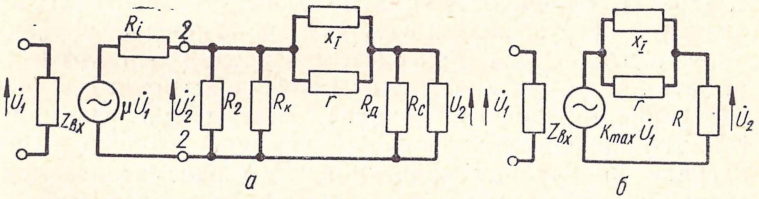


Рис. 77. Схемы транзисторной корректирующей цепи с реактивным двухполюсником в последовательном плече:
а — эквивалентная; *б* — преобразованная эквивалентная.

$R_с$, определяющаяся в основном свойствами транзистора, непостоянна. При включении $R_д$ несколько снижается максимальное значение коэффициента усиления корректирующего каскада.

Схему на рис. 77, *а* можно представить в виде частотно-эквивалентной схемы (рис. 77, *б*), правая часть которой соответствует схеме на рис. 16, *а*. При анализе со-

противление R_2 не учитывается, так как обычно $R_2 \gg R_к$.

Максимальное значение коэффициента усиления по напряжению, наблюдающееся при $x_1 = 0$,

$$K_{max} = \frac{\mu R_{д.с}}{R_{i к} + R_{д.с}} \cdot \frac{R_к}{R_{i к}}, \qquad \text{(IV-28)}$$

а сопротивление (параметр частотно-эквивалентной схемы)

$$R = R_{i к} + R_{д.с}. \qquad \text{(IV-29)}$$

Цепь рассчитывается в следующем порядке. Приняв величину $R_д$, по формуле (IV-29) находят сопротивление R и, исходя из заданной глубины коррекции n, сопротивление

$$r = (n-1)R.$$

Далее по формулам

$$r_{н\,max} = \frac{R_к (r + R_{д.с})}{R_к + r + R_{д.с}}; \qquad \text{(IV-30)}$$

$$r_{н\,min} = R_{к.д.с} \qquad \text{(IV-31)}$$

и (IV-11) определяют максимальные и минимальные значения нагрузочных и входных сопротивлений корректирующего каскада (при расчете последних следует учитывать сопротивление R_1, шунтирующее входные клеммы корректирующего каскада). Затем по формуле (II-151) находят коэффициент влияния входной цепи каскада на глубину коррекции. Для рассматриваемой схемы с реактивным сопротивлением в последовательном плече глубина коррекции с учетом влияния входной цепи

$$n_э = n_{вх}\, n. \qquad \text{(IV-32)}$$

Представление о порядке величин, характеризующих корректирующую цепь, может быть получено с помощью следующего примера. Если параметры транзистора те же, что и в § 16, сопротивления $r_и = R_к = 3$ *ком*, $R_0 = 0{,}1$ *ком*, $R_1 = R_2 = 50$ *ком*, $R_с = 30$ *ком*, $R_д = 15$ *ком* и заданная глубина коррекции $n = 11$, то в результате вычислений получим: $r_{н\,max} = 2{,}94$ *ком*, $r_{н\,min} = 2{,}31$ *ком*, $r_{вх\,min} = 4{,}46$ *ком*, $r_{вх\,max} = 4{,}71$ *ком*, $K_{max} = 16{,}5$ (при $R_д = \infty$, $K_{max} = 19{,}4$), $n_{вх} = 1{,}03$ (т. е. входная цепь углубляет коррекцию всего на 0,19 *дб*), $R = 12{,}9$ *ком* и $r = 129$ *ком*.

§ 18. ПРИМЕР РАСЧЕТА КОМБИНИРОВАННОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ В ТРАНЗИСТОРНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Требуется рассчитать корректирующую цепь (рис. 78) в транзисторном усилителе воспроизведения магнитной фонограммы, предназначенном для аппарата со скоростью ленты $v=9{,}53$ *см/сек*. Отклонение частотной характеристики корректирующей цепи на нижней граничной частоте $M_{н.д\,дб}$ от характеристики стандартного канала воспроизведения не должно превышать 4 *дб*. На высоких частотах

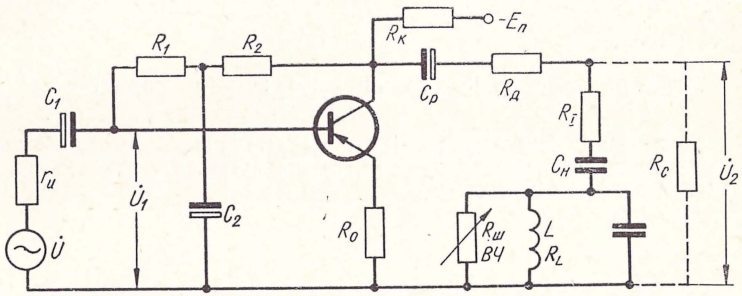


Рис. 78. Схема корректирующей цепи в транзисторном усилителе воспроизведения магнитных фонограмм.

нужно предусмотреть подъем, регулируемый на верхней граничной частоте в пределах 0—15 *дб* относительно характеристики стандартного канала. Минимальное значение коэффициента передачи должно наблюдаться на частоте 2800—3200 *гц*. Заданы также входное сопротивление последующего усилительного каскада $R_с=30$ *ком* и выходное предыдущего $r_и=3$ *ком*.

В соответствии с ГОСТ 8088—62 для данного типа магнитофона рабочий диапазон частот должен быть не уже 63—10 000 *гц* (см. табл. 4). Рекомендованная постоянная времени τ, определяющая частотную характеристику стандартного канала воспроизведения при скорости $v=9{,}53$ *см/сек*, равна 140 *мксек* (см. табл. 5).

Для рассчитываемой схемы применим малошумящий транзистор типа П13Б, работающий при: $E_{к.э}=-5$ *в*, $I_{к0}=1$ *ма*, $I_{б0}=50$ *мка*, $E_{б.э}=-0{,}16$ *в*. Указанный режим наблюдается при $R_1+R_2=100$ *ком*. Принимаем $R_1=R_2=50$ *ком*. Низкочастотные параметры в схеме с общим эмиттером в данном режиме: $h_{11}=1{,}5$ *ком*, $h_{12}=0{,}003$, $h_{21}=45$, $h_{22}=140$ *мксим*, а определитель $\Delta=0{,}075$.

Полагаем, что для стабилизации параметров величина сопротивления обратной связи по току эмиттера $R_0=100$ *ом*.

По формулам табл. 10 и матрице (IV-5) определяем низкочастотные Z-параметры транзистора с учетом обратной связи по току эмиттера, считая $Z_0=R_0$:

$$Z_{11}=\frac{\Delta^h}{h_{22}}+R_0=\frac{0{,}075}{140\cdot 10^{-6}}+100=636\ ом;$$

$$Z_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}} + R_0 = \frac{0{,}003}{140 \cdot 10^{-6}} + 100 = 121 \text{ ом};$$

$$Z_{21} = -\frac{h_{21}}{h_{22}} + R_0 = -\frac{45}{140 \cdot 10^{-6}} + 100 = -321 \text{ ком};$$

$$Z_{22} = \frac{1}{h_{22}} + R_0 = \frac{10^6}{140} + 100 = 7{,}24 \text{ ком}$$

и определитель

$$\Delta^Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21} = 636 \cdot 7{,}24 \cdot 10^3 + 121 \cdot 321 \cdot 10^3 = 43{,}6 \cdot 10^6 \text{ ом}^2.$$

Далее по формулам (IV-12) и (IV-13) находим статический коэффициент усиления по напряжению и внутреннее сопротивление эквивалентного транзистора:

$$\mu = \frac{Z_{21}}{Z_{11}} = -\frac{321 \cdot 10^3}{636} = -505;$$

$$R_i = Z_i = \frac{\Delta^Z}{Z_{11}} = \frac{43{,}6 \cdot 10^6}{636} = 68{,}6 \text{ ком}.$$

Полагаем, что дополнительное сопротивление $R_д = 1$ *ком*, а сопротивление в цепи коллектора $R_к = 3$ *ком* (рис. 78).

Определяем напряжение источника питания

$$E_п \approx |E_{к.э}| + (R_к + R_0) I_{к0} = 5 + (3 + 0{,}1)\, 10^3 \cdot 10^{-3} = 8{,}1 в.$$

Поскольку резонансная частота параллельного контура не зависит от величины сопротивления регулятора высоких частот $R_ш$, расчет целесообразнее вести, исходя из требуемого максимального подъема, наблюдающегося при $R_ш = \infty$.

Ниже будет показан способ определения необходимой минимальной величины емкости $C_р$. Для вычисления же основных параметров корректирующей цепи положим, что $C_р = \infty$. Тогда корректирующий каскад (рис. 78) можно представить в виде эквивалентных схем для переменного тока, соответствующих различным участкам рабочего диапазона частот (рис. 79).

С помощью эквивалентной схемы для низких частот (рис. 79, *а*), являющейся ступенчатой цепью с повышением уровня низких частот, определим параметры корректирующей цепи, частотная характеристика которой близка по форме к характеристике стандартного канала воспроизведения. Для удобства дальнейших расчетов вычислим сопротивление

$$R_{i\,к}^{=} = \frac{R_i R_к}{R_i + R_к} = \frac{68{,}6 \cdot 3}{68{,}6 + 3} 10^3 = 2{,}87 \text{ ком}.$$

Максимальное значение коэффициента усиления по напряжению определится по формуле (IV-24), в которую подставляем абсолютное значение μ. Тогда

$$K_{max} = \frac{\mu R_к R_c}{(R_{i\,к}^{=} + R_{д.\,с}) R_{i\,к}} = \frac{505 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^3}{(2{,}87 + 1 + 30)\, 10^3\, (68{,}6 + 3)\, 10^3} = 18{,}7.$$

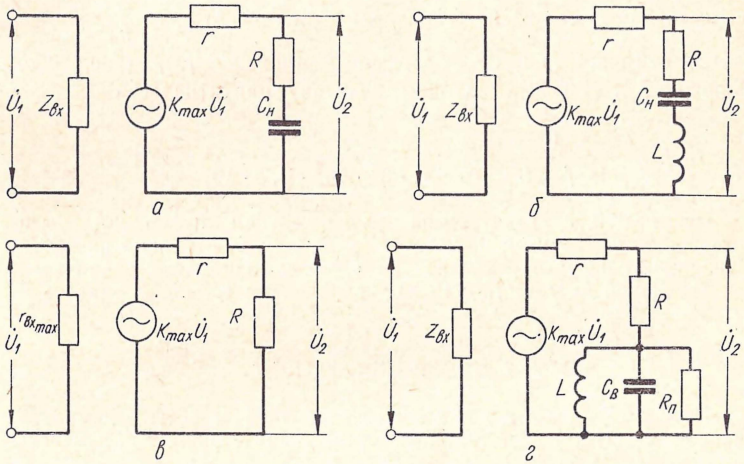


Рис. 79. Эквивалентные схемы цепи, представленной на рис. 78, для частот:

а — низких; *б* — средних; *в* — частоты последовательного резонанса; *г* — высоких.

По формуле (IV-25) найдем параметр частотно-эквивалентной схемы

$$r = \frac{R_{i\,к}^{=} + R_д}{R_{i\,к}^{=} + R_{д.\,с}} R_c = \frac{2{,}87 + 1}{2{,}87 + 1 + 30} \cdot 30 \cdot 10^3 = 3{,}43 \text{ ком.}$$

Полагаем, что величина коэффициента отклонения на нижней граничной частоте $f_н = 63$ *гц* собственно ступенчатой цепи (рис. 79, *а*) относительно характеристики стандартного канала воспроизведения $M_{н\,дб} = 3$ *дб* (или $M_н = \sqrt{2}$). Находим по табл. 6 значение глубины коррекции $n_н = 18$ и вычисляем величину второго сопротивления — параметра схемы

$$R = \frac{r}{n_н - 1} = \frac{3{,}43 \cdot 10^3}{18 - 1} \approx 200 \text{ ом.}$$

Емкость конденсатора ступенчатой цепи определяем по формуле (II-65)

$$C_{\text{н}} = \frac{\tau}{R} = \frac{140 \cdot 10^{-6}}{200} = 0{,}7 \text{ мкф}.$$

На рис. 79, *б* изображена эквивалентная схема для средних частот, соответствующая схеме *D* (табл. 7), из которой следует, что минимальное значение коэффициента передачи $K_{\min} = \frac{K_{\max}}{n_{\text{н}}}$ наблюдается при частоте последовательного резонанса f_{4D} (рис. 79, *в*). Положив $f_{4D} = 3$ *кгц*, находим величину индуктивности

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_{4D}\, C_{\text{н}}} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 3^2 \cdot 10^6 \cdot 0{,}7 \cdot 10^{-6}} \approx 4 \text{ мгн}.$$

На рис. 79, *г* представлена эквивалентная схема для высоких частот, построенная по тому же принципу, что и схема рис. 29, *б*. Приняв, что частота резонанса параллельного контура равна верхней граничной частоте $f_{\text{в}} = 10$ *кгц*, определяем величину емкости

$$C_{\text{в}} = \frac{1}{4\pi^2 f_{\text{в}}^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 10^8 \cdot 4 \cdot 10^{-3}} \approx 0{,}063 \text{ мкф}.$$

Глубина коррекции для верхней граничной частоты описывается уравнением (II-98), в котором, в соответствии с рис. 79, *г*, изменены некоторые индексы

$$n_{\text{в}} = 1 + \frac{r R_{\text{п}}}{R_{\underline{IL}} (r + R_{\underline{IL}\,\text{п}})}.$$

Принимая во внимание, что $R_{\underline{IL}} = R$, $R_{\text{п}} = \frac{\rho^2}{R_L} = \frac{L}{C_{\text{в}} R_L}$ и $n_{\text{н}} = 1 + \frac{r}{R}$, решаем приведенное уравнение относительно R_L. Тогда

$$R_L = \frac{n_{\text{н}} - n_{\text{в}}}{n_{\text{н}} (n_{\text{в}} - 1)} \cdot \frac{L}{C_{\text{в}} R}.$$

Исходя из заданной величины максимального подъема (относительно частотной характеристики стандартного канала воспроизведения) $m_{\text{в}\,дб} = 20 \lg n_{\text{в}} = 15$ *дб*, получаем $n_{\text{в}} = 5{,}62$ и

$$R_L = \frac{18 - 5{,}62}{18\,(5{,}62 - 1)} \cdot \frac{4 \cdot 10^{-3}}{63 \cdot 10^{-9} \cdot 200} \approx 47 \text{ ом}.$$

Такую катушку можно изготовить сравнительно малых размеров, поскольку добротность мала:

$$Q = \frac{2\pi f_в L}{R_L} = \frac{2\pi \cdot 10^4 \cdot 4 \cdot 10^{-3}}{47} \approx 5{,}4.$$

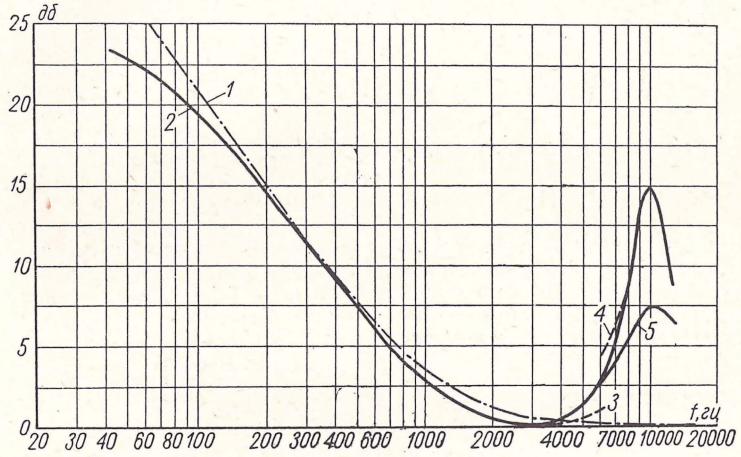


Рис. 80. Частотные характеристики:

1 — стандартного канала воспроизведения магнитных фонограмм при $\tau = 140$ *мксек*; *2* — рассчитанной корректирующей цепи (рис. 79) при $R_ш = \infty$; *3* — цепи при $C_в = 0$; *4* — цепи при $C_н = \infty$; *5* — рассчитанной цепи при $R_ш = 410$ *ом*.

Далее определяем величины сопротивлений

$$R_I = R - R_L = 200 - 47 = 153 \text{ ом}$$

и параллельного контура при резонансе

$$R_п = \frac{L}{C_в R_L} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{63 \cdot 10^{-9} \cdot 47} = 1350 \text{ ом}.$$

Переменное сопротивление $R_ш$ (регулятор высоких частот) должно быть с обратно-логарифмической регулировочной кривой. Максимальную величину сопротивления выбирают с помощью формулы

$$R_{ш\,max} = (5 \div 10) R_п = (5 \div 10)\, 1350 \approx 10 \text{ ком}.$$

На рис. 80 представлены частотные характеристики стандартного канала воспроизведения (кривая *1*) и рассчитанной цепи. Кривая *2* до частоты 3 *кгц* и ее продолжение (кривая *3*) до 6 *кгц* вычислены по формуле (II-76а) применительно к схеме *G* (табл. 7). Кривая *4* вычислена также по формуле (II-76а), но для схемы *B*. В интерва-

ле частот 3—8 *кгц* частотная характеристика полной схемы проходит между кривыми *3* и *4* так, как это показано на рисунке. Это объясняется тем, что при вычислении кривой *3* не учитывалось воздействие конденсатора $C_в$, а при вычислении кривой *4*—влияние $C_н$. Кривые *2, 3* и *4* соответствуют $R_ш = \infty$, кривая же *5*, у которой максимальное значение подъема 7,5 *дб*, т. е. в два раза меньше, чем у кривой *2*, — $R_ш = 410$ *ом*.

В области низких частот характеристика реальной цепи будет проходить ниже кривой *2* по двум причинам. Во-первых, сказывается воздействие разделительного конденсатора $C_р$, величина емкости которого принималась равной бесконечности, и, во-вторых, влияние внутреннего сопротивления источника сигнала $r_и$ (рис. 78).

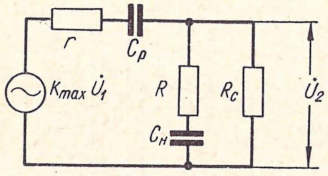


Рис. 81. Эквивалентная схема для низких частот корректирующей цепи (рис. 78), с помощью которой определяется влияние конденсатора $C_р$ на форму частотной характеристики.

Минимальное допустимое значение емкости конденсатора $C_р$ рассчитывается, исходя из эквивалентной схемы низких частот (рис. 81). Коэффициент отклонения на нижней граничной частоте, обусловленный собственно $C_р$, определяется отношением

$$M_{н\,C_р} = \left(\frac{K_{C_р=\infty}}{K} \right)_{f=f_н}.$$

Отсюда, считая величину $M_{н\,C_р}$ заданной, нетрудно вывести, что

$$C_р \geqslant C_н \frac{1 + \sqrt{1 + AB\,(M^2_{н\,C_р} - 1)}}{B\,(M^2_{н\,C_р} - 1)},$$

где

$$A = \left(1 + \frac{R}{R_c}\right)^2 + \frac{1}{(R_c\,C_н\,\omega_н)^2};$$

$$B = \left(1 + \frac{r}{R_c}\right)^2 + \left[\left(1 + \frac{r}{R_c}\right) R + r\right]^2 C^2_н\,\omega^2_н.$$

При обычных данных схемы формулы упрощаются, так как

$$A \approx 1, \text{ а } B \approx \left(1 + \frac{r}{R_c}\right)^2.$$

Тогда

$$C_{\text{р}} \geqslant \frac{C_{\text{н}}}{d}\left(1+\sqrt{1+d}\right),$$

где $d=\left(1+\frac{r}{R_{\text{с}}}\right)^2(M_{\text{н}}\,c_{\text{р}}-1)$.

В рассматриваемом примере зададимся $M_{\text{н}}\,c_{\text{р}}$ *дб*=0,5 *дб*, что соответствует $M_{\text{н}}^2=1{,}122$. В этом случае

$$d=\left(1+\frac{3{,}43}{30}\right)^2(1{,}122-1)=0{,}152$$

и

$$C_{\text{р}} \geqslant \frac{0{,}7\cdot 10^6}{0{,}152}\left(1+\sqrt{1+0{,}152}\right)\approx 10\ \textit{мкф}.$$

Для учета влияния входной цепи определим сначала максимальную и минимальную величины нагрузочного сопротивления эквивалентного транзистора по формулам (IV-26) и (IV-27):

$$r_{\text{н max}} \approx \frac{R_{\text{к}}\underline{R_{\text{д. с}}}}{\underline{R_{\text{к. д. с}}}} = \frac{3\,(1+30)}{3+1+30}\,10^3 = 2{,}74\ \textit{ком}$$

и, принимая во внимание, что $R \ll R_{\text{с}}$,

$$r_{\text{н min}} \approx \frac{R_{\text{к}}\,(R_{\text{д}}+R)}{\underline{R_{\text{к. д}}}+R} = \frac{3\,(1+0{,}2)}{3+1+0{,}2} = 0{,}857\ \textit{ком}.$$

Минимальное и максимальное значения входного сопротивления эквивалентного транзистора, коэффициент влияния входной цепи и эквивалентную глубину коррекции определяем по формулам (IV-11), (II-151) и (II-152а):

$$r_{\text{вх min}} = \frac{\Delta^Z + Z_{11}\,r_{\text{н max}}}{Z_{22}+r_{\text{н max}}} = \frac{43{,}6+0{,}636\cdot 2{,}74}{7{,}24+2{,}74}\,10^3 = 4{,}55\ \textit{ком};$$

$$r_{\text{вх max}} = \frac{\Delta^Z + Z_{11}\,r_{\text{н min}}}{Z_{22}+r_{\text{н min}}} = \frac{43{,}6+0{,}636\cdot 0{,}857}{7{,}24+0{,}857}\,10^3 = 5{,}45\ \textit{ком}.$$

$$n_{\text{н. вх}} = \frac{r_{\text{вх max}}}{r_{\text{и}}+r_{\text{вх max}}}\cdot\frac{r_{\text{и}}+r_{\text{вх min}}}{r_{\text{вх min}}} = \frac{5{,}45}{3+5{,}45}\cdot\frac{3+4{,}55}{4{,}55}\approx 1{,}068;$$

$$n_{\text{н. э}} = \frac{n_{\text{н}}}{n_{\text{н. вх}}} = \frac{18}{1{,}068} = 16{,}8.$$

Таким образом, коэффициент отклонения на нижней граничной частоте, согласно формуле (II-66а),

$$M_{\text{н. э}\,дб} = 10\lg\frac{1+(n_{\text{н. э}}\tau\omega_{\text{н}})^2}{(n_{\text{н. э}}\tau\omega_{\text{н}})^2} =$$

$$= 10\lg\frac{1+(16{,}8\cdot 140\cdot 10^{-6}\cdot 2\pi\cdot 63)^2}{(16{,}8\cdot 140\cdot 10^{-6}\cdot 2\pi\cdot 63)^2} = 3{,}3\ дб,$$

т. е. на 0,3 больше, чем при внутреннем сопротивлении источника сигнала $r_{\text{и}}=0$.

Реальный же коэффициент отклонения $M_{\text{н. р}\,дб}$ на частоте $f_{\text{н}}$ приближенно можно представить в виде суммы последнего числа и $M_{\text{н}\,C_{\text{р}}\,дб}$, т. е.

$$M_{\text{н. р}\,дб} \approx 3{,}3+0{,}5=3{,}8<M_{\text{н. д}\,дб}=4\ дб.$$

Из-за свойств входного сопротивления транзистора и наличия внутреннего сопротивления ($r_{\text{и}}>0$) будет наблюдаться снижение подъема и на высоких частотах. Однако это снижение значительно меньше, чем на низких, поскольку подъем высоких частот меньше.

Следует отметить, что при данном методе расчета корректирующей цепи получаются хорошие результаты. Экспериментальная проверка не выявила существенных отклонений формы вычисленной частотной характеристики от снятой по точкам.

ГЛАВА V

ПРИМЕРЫ СЛОЖНЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

§ 19. СХЕМА ДВУХКАСКАДНОГО ВОСПРОИЗВОДЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ

Анализ схемы. В § 14 приведен пример расчета двухкаскадной ламповой комбинированной корректирующей цепи усилителя воспроизведения магнитных фонограмм (рис. 48). При расчете схемы комбинированная цепь расчленялась на две эквивалентные схемы: для низких (рис. 49, *а*) и для высоких частот (рис. 49, *б*). При составлении схемы для низких частот принимали емкость разделительного конденсатора C_{c1} (рис. 48) настолько большой, чтобы в рабочем диапазоне частот можно было пренебречь ее влиянием на форму частотной характеристики. Таким образом сложная схема сводилась к простой ламповой ступенчатой цепи, выполняющей основную коррекцию при воспроизведении магнитных фонограмм. Однако оказывается, что если в схеме включен конденсатор C_c сравнительно небольшой емкости (рис. 82), при которой на нижней граничной частоте $f_н$ коэффициент частотных искажений $M_{н1}$ собственно первого каскада цепи равен $\sqrt{2}$, то в рабочем диапазоне форма частотной характеристики становится более близкой к форме частотной характеристики стандартного канала воспроизведения магнитных фонограмм, чем при $C_c = \infty$. Ниже приведен анализ схемы, изображенной на рис. 82, в котором учтены действия конденсаторов $C_н$ и C_c.

Для двухкаскадной схемы с обратной связью по напряжению комплексный коэффициент усиления описывается уравнением (III-34). Первый каскад охвачен местной обратной связью по току вследствие включен-

ного в цепь катода сопротивления R_1. Как известно (см. § 10), каскад этого типа можно рассчитывать таким же способом, как и каскад без обратной связи, если в формулы вместо внутреннего сопротивления R_i подставить

$$R_{ii} = R_{i1} + (1 + \mu_1) R_1, \qquad \text{(V-1)}$$

являющееся внутренним сопротивлением эквивалентной лампы, в котором уже учтено влияние обратной связи.

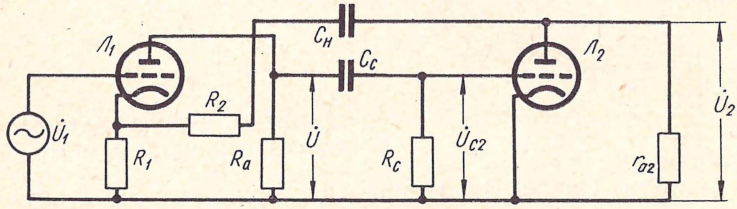


Рис. 82. Эквивалентная схема для низких частот корректирующей цепи (рис. 48) с разделительным конденсатором C_c.

Тогда для схемы на рис. 82 комплексный коэффициент усиления первого каскада по анодной цепи

$$\frac{\dot{U}}{\dot{U}_1} = \frac{\mu_1 Z_{a1}}{R_{ii} + Z_{a1}}, \quad *$$

где

$$Z_{a1} = \frac{R_a \left(R_c + \dfrac{1}{j\omega C_c} \right)}{R_{a.c} + \dfrac{1}{j\omega C_c}},$$

а комплексный коэффициент усиления первого каскада

$$\tilde{K}_{i1} = \frac{\dot{U}_{c2}}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{U}}{\dot{U}_1} \cdot \frac{R_c}{R_c + \dfrac{1}{j\omega C_н}} = \frac{K_{01}}{A_{i1} \tilde{M}_{i1}}, \qquad \text{(V-2)}$$

где K_{01}—коэффициент усиления первого каскада без местной обратной связи по току:

$$K_{01} = S_1 r_{i1};$$

* Предполагается, что в схеме на рис. 82 отключена цепь обратной связи по напряжению.

S_1—крутизна характеристики первой лампы;

$$r_{i1} = \left(\frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_c} \right)^{-1};$$

A_{i1} —глубина местной обратной связи по току в первом каскаде усилителя

$$A_{i1} = 1 + \frac{1 + \mu_1}{R_{i1} + R_{\text{а. с}}} R_1;$$

$\tilde{M}_{i1}$ —комплексный коэффициент частотных искажений

$$\tilde{M}_{i1} = 1 - j \frac{1}{\tau_1 \omega}; \qquad \text{(V-3)}$$

τ_1—постоянная времени, определяемая выражением

$$\tau_1 = \left(R_c + \frac{R_{ii} R_a}{R_{ii} + R_a} \right) C_н. \qquad \text{(V-4)}$$

При обычных данных схемы

$$\left.\begin{aligned} R_1 &\ll R_2 + r_{i2}; \\ R_1 &\ll R_{i1} + R_{\text{а. с}}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(V-5)}$$

где r_{i2} —выходное сопротивление собственно второго каскада,

$$r_{i2} = \frac{R_{i2} r_{a2}}{R_{i2} + r_{a2}}.$$

Если принять во внимание соотношения (V-5), то приближенное значение комплексного коэффициента усиления второго каскада с учетом нагружающего действия цепи обратной связи

$$\tilde{K}_2 \approx \frac{\mu_2 Z'_{a2}}{R_{i2} + Z'_{a2}},$$

где Z'_{a2} —сопротивление, нагружающее лампу второго каскада

$$Z'_{a2} = \frac{r_{a_2} \left(R_{12} + \dfrac{1}{j \omega C_н} \right)}{r_{a_2} + R_{12} + \dfrac{1}{j \omega C_н}}. \qquad \text{(V-6)}$$

Учитывая соотношение (V-5), определяем также и приближенное значение комплексного коэффициента передачи четырехполюсника обратной связи по напряжению

$$\tilde{\beta} = \frac{R_1}{R_{12} + \dfrac{1}{j\omega C_н}}.$$

После подстановки значений $\tilde{K}_{i1}$, $\tilde{K}_2$ и $\tilde{\beta}$ в уравнение (III-34) получаем комплексное выражение коэффициента усиления схемы на рис. 82

$$\tilde{K}_{св} = K \frac{1 + j\tau_0\omega}{1 + \dfrac{\alpha\tau_0}{\tau_1} + j\left[(\alpha\tau_0 + \tau_н)\omega - \dfrac{1}{\tau_1\omega}\right]}, \quad \text{(V-7)}$$

модуль которого

$$K_{св} = K \sqrt{\frac{1 + \tau_0^2\omega^2}{1 - \dfrac{2\tau_н}{\tau_1} + \left(\alpha\dfrac{\tau_0}{\tau_1}\right)^2 + \dfrac{1}{(\tau_1\omega)^2} + (\alpha\tau_0 + \tau_н)^2\omega^2}}. \quad \text{(V-7а)}$$

Тут приняты следующие обозначения:

K—коэффициент усиления усилителя при отключенной обратной связи по напряжению,

$$K = \frac{K_{01}K_{02}}{A_{i1}};$$

K_{02}—то же, для второго каскада,

$$K_{02} = S_2 r_{i2};$$

S_2—крутизна второй лампы;

r_{i2} —выходное сопротивление второго каскада,

$$r_{i2} = \frac{R_{i2}\, r_{a2}}{R_{i2} + r_{a2}};$$

τ_0 и $\tau_н$ —постоянные времени, причем

$$\tau_0 = C_н R_{12}, \quad \text{(V-8}$$

$$\tau_н = C_н K R_1; \quad \text{(V-9)}$$

α—коэффициент,

$$\alpha = 1 + \frac{r_{i2}}{R_{12}} . \qquad \text{(V-10)}$$

Из уравнения (V-7а) видно, что при $\omega = \infty$ коэффициент усиления

$$K_{\text{св}} \underset{\omega = \infty}{=} K_{\text{св}\,\infty} = \frac{K\tau_0}{\alpha\tau_0 + \tau_{\text{н}}} . \qquad \text{(V-11)}$$

Тогда частотную характеристику коэффициента коррекции удобно (для дальнейших исследований) описывать уравнением

$$m = \frac{K_{\text{св}}}{K_{\text{св}\,\infty}} =$$

$$= \sqrt{\frac{1 + (\tau_0\omega)^2}{\left[1 - \frac{2\tau_{\text{н}}}{\tau_1} + \left(\alpha\frac{\tau_0}{\tau_1}\right)^2 + \frac{1}{(\tau_1\omega)^2}\right]\left(\frac{\tau_0}{\alpha\tau_0 + \tau_{\text{н}}}\right)^2 + (\tau_0\omega)^2}}, \qquad \text{(V-12)}$$

с помощью которого в системе с уравнением (I-10) можно определить неизвестные параметры цепи.

Расчетные формулы. Частотная характеристика стандартного канала воспроизведения магнитных фонограмм должна соответствовать уравнению (I-10).

Из сравнительного анализа уравнений (I-10) и (V-12) вытекает, что:

1. Частотные характеристики стандартного канала $m_z(\omega)$ и исследуемой цепи $m(\omega)$ сливаются при $\omega = \infty$. В области средних и высоких частот кривые подходят наиболее близко одна к другой при

$$\tau_0 = \tau. \qquad \text{(V-13)}$$

Поэтому при проведении дальнейшего исследования цепи положим, что $\tau_0 = \tau$.

2. Если постоянная времени $\tau_1 < \infty$, то в интервале частот $\omega_1 < \omega < \infty$ кривая $m(\omega)$ проходит несколько выше кривой $m_z(\omega)$ (рис. 83). При частоте ω_1 кривые пересекаются и при $\omega < \omega_1$ кривая $m(\omega)$ сравнительно круто спадает вниз. Таким образом, рабочая часть кривой $m(\omega)$ схемы на рис. 82, которая может быть использована для выполнения основной коррекции в магнитофоне, лежит в диапазоне частот $\omega_1 \leqslant \omega < \infty$.

Для нахождения частоты ω_1 нужно приравнять правые части уравнений (I-10) и (V-12) при частоте ω_1, учитывая, что $\tau_0=\tau$. Из такого равенства видно, что кривые пересекаются, когда

$$1-\frac{2\tau_н}{\tau_1}+\alpha\frac{\tau}{\tau_1}+\frac{1}{(\tau_1\omega_1)^2}=0,$$

откуда

$$\omega_1=\frac{1}{\sqrt{2\tau_н\tau_1-\tau_1^2-(\alpha\tau)^2}}. \qquad \text{(V-14)}$$

Задача расширения рабочей части кривой в сторону более низких частот прежде всего состоит в нахождении такого соотношения между τ_1 и $\tau_н$, при котором $\omega_1=\omega_{1\,min}$. Исследования уравнения (V-14) показывают, что минимальное значение $\omega_{1\,min}$ получается при

$$\tau_1=\tau_{1\,opt}=\tau_н \qquad \text{(V-15}$$

и определяется выражением

$$\omega_{1\,min}=\frac{1}{\sqrt{\tau_н^2-(\alpha\tau)^2}}. \qquad \text{(V-16)}$$

В реальных схемах $\tau_н \gg \alpha\tau$, поэтому приближенное значение

$$\omega_{1\,min}\approx\frac{1}{\tau_н}. \qquad \text{(V-16а)}$$

Положив, например, $\omega_{1\,min}=\omega_н$ — нижней граничной частоте диапазона, из (V-16а) получим еще одну расчетную формулу*:

$$\tau_н\approx\frac{1}{\omega_н}. \qquad \text{(V-17)}$$

Если учесть, что $\tau_1=\tau_н$ и $\tau_0=\tau$, то уравнение частотной характеристики (V-12) будет иметь следующий вид:

* При расчетах конструктор может выбрать и другое соотношение между ω_{1min} и $\omega_н$, исходя из условий конкретной задачи.

$$m = \frac{K_{св}}{K_{св\,\infty}} = \left(\alpha + \frac{\tau_н}{\tau}\right) \times$$

$$\times \sqrt{\frac{1 + (\tau\omega)^2}{\frac{1}{(\tau_н\,\omega)^2} + \left(\alpha\,\frac{\tau}{\tau_н}\right)^2 - 1 + (\alpha\tau + \tau_н)^2\,\omega^2}}. \quad \text{(V-12a)}$$

Максимальное значение коэффициента коррекции наблюдается при частоте

$$\omega_m = \sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 + \left(\alpha + \frac{\tau_н}{\tau}\right)^2 \left(\frac{\tau_н}{\tau}\right)^2 - \alpha^2}}{\left[\left(\alpha + \frac{\tau_н}{\tau}\right)^2 \left(\frac{\tau_н}{\tau}\right)^2 - \alpha^2\right] \tau^2}}.$$

В реальных схемах

$$\left.\begin{aligned} \alpha &\approx 1{,}5 \div 7; \\ \frac{\tau_н}{\tau} &\gg \alpha, \end{aligned}\right\} \quad \text{(V-18)}$$

поэтому результат получается с достаточной точностью, если считать, что

$$\omega_m \approx \frac{1}{\tau_н} \approx \omega_{1\,\min}.$$

Таким образом, кривые $m(\omega)$ и $m_z(\omega)$ практически пересекаются при максимальном значении коэффициента коррекции $m_{\max}$. Положив $\omega_m \approx \omega_{1\,\min}$ и подставив выражение (V-16) в уравнение (V-12а), получим

$$m_{\max} = \sqrt{1 - \alpha^2 + \left(\frac{\tau_н}{\tau}\right)^2}$$

или, принимая во внимание (V-18),

$$m_{\max} \approx \frac{\tau_н}{\tau} = \frac{KR_1}{R_{12}}. \quad \text{(V-19)}$$

Для оценки формы частотной характеристики анализируемой корректирующей цепи интересно знать величину максимального расхождения между кривыми $m(\omega)$

и $m_z(\omega)$, т. е. минимальное значение коэффициента отклонения $M_{н\,min}$. Для решения этой задачи отношение $\frac{m_z(\omega)}{m(\omega)} = M(\omega)$ нужно исследовать на минимум. В результате анализа получаем, что частота, при которой кривая $m(\omega)$ максимально отклоняется от $m_z(\omega)$,

$$\omega_M = \sqrt{\frac{2}{\tau_н^2 - (\alpha\tau)^2}} = \sqrt{2}\,\omega_{1\,min}.$$

При $\omega_{1\,min} = \omega_н$

$$\omega_M = \sqrt{2}\,\omega_н.$$

Минимальное значение коэффициента отклонения

$$M_{min} = \left(\frac{m_z}{m}\right)_{\omega=\omega_M} = \sqrt{1 - \frac{1}{4}\left(1 - \frac{\alpha\tau}{\tau_н}\right)^2}$$

или, если принять во внимание, что $\frac{\alpha\tau}{\tau_н} \ll 1$, то $M_{min} \approx \frac{\sqrt{3}}{2}$ или, в децибелах, $M_{min\,дб} \approx -1{,}25$ *дб*.

При расчетах не обязательно исходить из того, что $\omega_M = \sqrt{2}\,\omega_н$, можно принять и другие соотношения между этими частотами, наиболее целесообразные для условий конкретной задачи.

У схемы на рис. 82 максимальное значение коэффициента коррекции $m_{max\,дб}$ получается на десятые доли децибела меньше, чем у двухламповой ступенчатой цепи, в которую преобразуется исследуемая схема при $\tau_1 = \infty$. В этом случае $m_{max\,дб} = 20 \lg n$, причем n определяется выражением (III-39а). Следовательно, непроизводительные потери в усилении сигнала при выполнении коррекции у схемы на рис. 82 значительно меньше, чем у двухкаскадной ламповой ступенчатой цепи, для которой m_{max} наблюдается при $\omega = 0$.

Если учесть выражения (V-12а), (V-16а), (V-17), (V-18) и (V-19), то приближенное уравнение частотной

характеристики в удобном для вычисления виде можно записать так:

$$m_{\partial\delta} = 10\lg\left[\left(\frac{\tau_н}{\tau}\right)^2 \frac{1+(\tau\omega)^2}{\left(\frac{1}{\tau_н\,\omega}\right)^2 - 1 + (\tau_н\,\omega)^2}\right] =$$

$$= 10\lg\frac{1+(2\pi\tau f)^2}{\left(\frac{f_н}{f}\right)^2 - 1 + \left(\frac{f}{f_н}\right)^2} + 20\lg\frac{\tau_н}{\tau}\,. \qquad \text{(V-20)}$$

Схема на рис. 82 рассчитывается в такой последовательности. Сначала определяют данные реостатных каскадов для средних частот. Приняв величину сопротивления R_1 равной величине сопротивления катодного смещения, с помощью формул (III-41) и (III-42) определяют K — коэффициент усиления двух каскадов при отключенной обратной связи по напряжению. Далее по формуле

$$C_н = \frac{1}{\omega_н K R_1}\,, \qquad \text{(V-21)}$$

выведенной из (V-17) и (V-9), находят емкость конденсатора цепи обратной связи по напряжению. Вычислив значения внутреннего сопротивления лампы первого каскада с учетом действия обратной связи по току R_{ii} по формуле (V-1), определяют

$$C_c = \frac{1}{\omega_н\left(R_c + \frac{R_{ii}R_a}{R_{ii}+R_a}\right)} \qquad \text{(V-22)}$$

— оптимальную величину емкости разделительного конденсатора первого каскада с помощью формулы, полученной из выражений (V-4), (V-15) и (V-17). И, наконец, рассчитывают сопротивление цепи обратной связи по формуле

$$R_2 = \frac{\tau}{C_н} - R_1, \qquad \text{(V-23)}$$

выведенной из (V-8) при условии, что $\tau_0 = \tau$. Частотную характеристику вычисляют, пользуясь уравнением (V-20).

В усилителе воспроизведения магнитная головка часто подключается на вход ламповой корректирующей цепи, выполняющей только основную коррекцию. В этом случае необходимо знать величину входной емкости первой лампы усилителя $C_{вх}$. Поскольку схема рис. 82 на высоких частотах тождественна ступенчатой цепи, то величину $C_{вх}$ следует рассчитывать по формуле (III-84).

Несколько усложнив схему на рис. 82 (добавив к ней высокочастотные элементы), можно получить комбинированную цепь, создающую подъем не только на низких, но и на высоких частотах. Так как требуемый подъем на высоких частотах обычно бывает меньше чем на низких, то высокочастотные элементы следует рассчитывать на основании уже полученных данных после расчета схемы для низких частот (например так, как показано в примере § 14).

Пример. Требуется рассчитать ламповую корректирующую цепь по схеме на лампе типа 6Н3П (рис. 82), предназначенную для получения частотной характеристики, близкой к характеристике стандартного канала воспроизведения магнитных фонограмм при $\tau = 100$ *мксек* и нижней граничной частоте $f_н = 50$ *гц* *. Примем режим работы триодов 6Н3П, а также величины активных сопротивлений собственно реостатного усилителя теми же, что в примере § 14. Тогда, учитывая, что $K = 347$, определяем

$$C_н = \frac{1}{\omega_н K R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 347 \cdot 750} = 12{,}2 \cdot 10^{-9}\ ф \approx 12\ нф;$$

$$R_{ii} = R_{i1} + (1 + \mu_1) R_1 = 14 \cdot 10^3 + (1 + 31)\, 750 = 28\ ком;$$

$$C_c = \frac{1}{\omega_н \left(R_c + \dfrac{R_{ii} R_a}{R_{ii} + R_a} \right)} =$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 50 \left(5 \cdot 10^5 + \dfrac{28 \cdot 41}{28 + 41}\ 10^3 \right)} \approx 6{,}2 \cdot 10^{-9}\ ф = 6{,}2\ нф;$$

$$R_2 = \frac{\tau}{C_н} - R_1 = \frac{10^{-4}}{12{,}2 \cdot 10^{-9}} - 750 = 7{,}45\ ком.$$

Из примера видно, что расчет очень прост.

---

* См. примечание на стр. 165.

На рис. 83 приведены частотные характеристики: рассчитанной корректирующей цепи для оптимальной постоянной времени $\tau_{1\,opt} = \tau_н$ и ступенчатой цепи, у которой $\tau_1 = \infty$. Оптимальное значение постоянной времени первого реостатного каскада $\tau_{1\,opt} = \tau_н = \frac{1}{\omega_н}$ меньше,

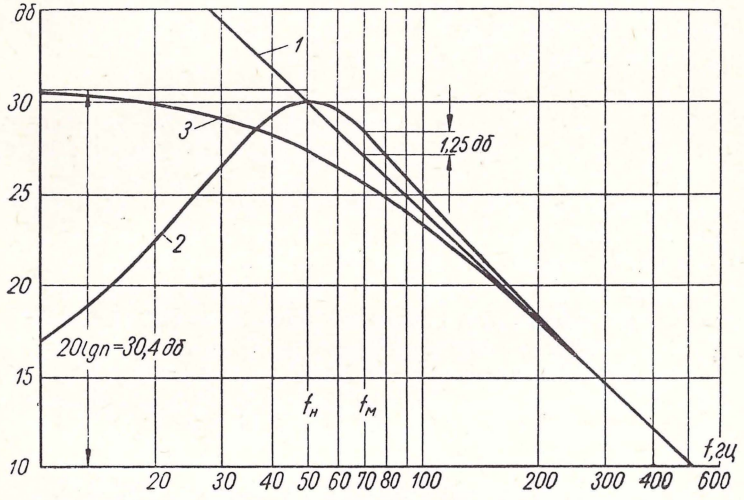


Рис. 83. Частотные характеристики:
1 — $m_z(\omega)$— канала воспроизведения магнитных фонограмм при $\tau = 100$ *мксек;*
2 — эквивалентной схемы (рис. 82) при $\tau_1 = \tau_н$ и данных примера; *3* — ступенчатой цепи [$m(\omega)$ при $\tau_1 = \infty$].

чем обычная величина постоянной времени в реостатных каскадах при той же граничной частоте $f_н$. Действительно, при $\tau_{1\,opt}$ коэффициент частотных искажений на нижней граничной частоте согласно (V-3) равен $\sqrt{2}$ (западание, вносимое каскадом, равно 3 *дб*), а фазовый угол каскада $\varphi_{1н} = 45°$. Благодаря сравнительно большому фазовому углу комплексная обратная связь по напряжению, охватывающая оба каскада, создает частотную характеристику корректирующей цепи более благоприятную по форме, чем частотная характеристика ступенчатой цепи, при которой $\tau_1 = \infty$. Из рис. 83 видно, что если $\tau_1 = \tau_{1\,opt}$, то кривые $m(\omega)$ и $m_z(\omega)$ пересекаются при $f = f_н$. В то же время частотная характеристика сту-

пенчатой цепи при $f_н$ проходит ниже точки пересечения на 2,7 *дб*.

Следует отметить, что для ступенчатой цепи ($\tau_1 = \infty$) глубина коррекции определяется формулой

$$n = \alpha + \frac{\tau_н}{\tau},$$

которая тождественна (III-39а). Для рассмотренного примера $20 \lg n = 30{,}4$ *дб*.

§ 20. ВОСПРОИЗВОДЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ НА ВХОДНУЮ ЦЕПЬ

Построение схемы. Основные помехи, вносимые воспроизводящим аппаратом, порождаются во входной цепи и в первых каскадах усилителя. Поэтому конструкторы большое внимание уделяют выбору наиболее рациональной (для данных конкретных условий) схемы входной цепи и первого каскада усилителя.

При построении входной цепи лампового усилителя имеются две принципиальные возможности подключения воспроизводящей магнитной головки к первому каскаду усилителя: непосредственно к цепи управляющей сетки лампы первого каскада или через входной повышающий трансформатор.

Схема с непосредственным включением головки может обеспечить достаточную величину отношения сигнал/шум только при условии применения высокоомных головок с большим числом витков. Индуктивность некоторых высокоомных головок достигает 1—3 *гн*. Дальнейшее повышение индуктивности головки сопряжено с конструктивными трудностями, поскольку частота резонанса входной цепи должна хотя бы в 1,5—2 раза превышать верхнюю граничную частоту рабочего диапазона (см. § 2). Если высокоомную головку не шунтируют активные сопротивления, то на частотной характеристике входной цепи наблюдается пик (тем выше, чем больше добротность головки), положение которого нестабильно вследствие уменьшения индуктивности головки в процессе эксплуатации, а также возможной нестабильности паразитных емкостей, шунтирующих головку во входной цепи. По этой причине в данной схеме нельзя применять

кабель, соединяющий головку с усилителем, и необходимо использовать первый каскад с малой входной емкостью.

В схеме с трансформаторным включением применяются низкоомные головки, индуктивность которых имеет сравнительно небольшую величину, порядка 20—150 *мгн.* Технология изготовления таких головок проще, а надежность больше, чем высокоомных. Э. д. с. сигнала, развиваемая низкоомной головкой, значительно меньше, чем у высокоомной. Однако входной трансформатор повышает напряжение сигнала на сетке лампы до величины, которая обычно бывает больше, чем в схеме с непосредственным включением высокоомной головки. Поэтому, используя трансформаторную схему, легче перекрыть помехи, возникающие в усилителе. Пользуясь трансформаторной схемой, можно применять сравнительно длинные кабели, соединяющие головку с трансформатором, что является существенным преимуществом схемы. При симметричности первичной обмотки трансформатора относительно земли и наличии электростатического экрана между обмотками значительно снижаются помехи от внешних электрических полей.

Трансформаторная схема включения воспроизводящей головки имеет и существенные недостатки. Во-первых, стоимость низкоомной головки и трансформатора значительно выше стоимости одной высокоомной головки. Входной трансформатор имеет большие размеры, так как его необходимо тщательно экранировать несколькими экранами, а в некоторых случаях и амортизировать для уменьшения помех, вызываемых микрофонным эффектом.

Во-вторых, флюктуационные шумы, порождаемые собственно входной цепью (головка, трансформатор), выше, чем у схемы без трансформатора, так как к шумам головки прибавляются собственные шумы трансформатора. Больше также и шум дробового эффекта тока сетки лампы, поскольку выходное сопротивление трансформаторной схемы обычно выше, чем схемы без трансформатора.

В-третьих, индуктивность головки, пересчитанная во вторичную обмотку $L''_г = n^2 L_г$ (n — коэффициент трансформации, а $L_г$ — индуктивность головки), получается сравнительно большой. Поэтому приходится ограничи-

вать величину коэффициента трансформации, из-за возможного пика на частотной характеристике входной цепи в рабочей части диапазона. Этот пик обусловлен резонансом между выходной индуктивностью входной цепи и емкостью, равной сумме емкостей вторичной обмотки трансформатора, монтажных проводов, соединяющих обмотку с сеткой лампы, и входной емкости лампы первого каскада. В реальных схемах магнитофонов высокого класса обычная величина коэффициента трансформации не превосходит 4—7. Для подавления резонансных явлений можно шунтировать обмотку активным сопротивлением. Однако при этом снизится соотношение сигнал/шум входной цепи, которое тем выше, чем больше добротность головки (с учетом потерь в сердечнике) и ниже потери в трансформаторе.

Исследование этих схем показало, что при обычном трансформаторном включении головки нет существенного выигрыша отношения сигнал/шум, в то время как наличие входного трансформатора приводит к усложнению конструкции аппарата.

Применив схему (рис. 84), в которой элементом цепи параллельной обратной связи является входная цепь, можно значительно увеличить коэффициент трансформации. В этой схеме резонансные явления, наблюдающиеся при больших коэффициентах трансформации в области средних частот диапазона, подавляются глубокой обратной связью. В области резонанса повышается входное напряжение сигнала, но и углубляется обратная связь вследствие увеличения выходного сопротивления входной цепи. Кроме того, данной схемой обратной связи можно осуществить все необходимые для усилителя воспроизведения частотные коррекции, не внося заметных нелинейных искажений.

Схема собственно входной цепи без цепи обратной связи имеет несколько ниже уровень флюктуационных помех, так как сопротивление $R_н$ (рис. 84) порождает дополнительный шум и тем больший, чем $R_н$ меньше. Однако при больших значениях коэффициента трансформации легко подавить собственные помехи усилителя и, в целом, в случае выбора рациональных данных элементов входной цепи и усилителя отношение сигнал/шум схемы получается очень высоким, соответствующим аппаратам высшего класса.

Шумовые свойства схемы на рис. 84 без высокочастотных элементов $R_в$ и $C_в$ всесторонне исследовал Э. А. Сорри [36]. Оказалось, что при реальных данных входной цепи и наиболее вероятном значении тока сетки лампы первого каскада $I_{c0} \approx 10^{-9} \div 10^{-8}$ *а* наименьшие помехи, вносимые воспроизводящим устройством, наблю-

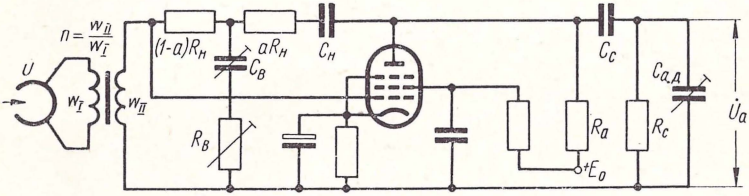


Рис. 84. Схема воспроизводящего усилителя с обратной связью на входную цепь.

даются при коэффициенте трансформации входного трансформатора $n=12 \div 25$. Таким образом, применяя обратную связь на входную цепь, можно в несколько раз увеличить коэффициент трансформации. За рубежом в схеме на рис. 84 применяют трансформаторы с коэффициентом трансформации, равным 40 и даже 62,5 [51, 52].

Сопротивление цепи обратной связи $R_н$ должно быть тем меньше, чем ниже коэффициент усиления первого каскада. Таким образом, для того, чтобы увеличить $R_н$ и этим уменьшить вносимые им помехи, необходимо применять каскад с большим коэффициентом усиления. Обычно в каскаде применяют пентод, получая $K_{ср}$ — коэффициент усиления на средней частоте—больше 150 *. При этом сопротивление $R_н$ измеряется мегомами и практически не влияет на шумовые свойства схемы.

* В литературе [36] предложено использовать лампу типа пентод-триод. Пентод используется в реостатной схеме с малыми токами, дающей большое усиление ($K_{ср} \approx 500$), а триод — в схеме катодного повторителя, с которого снимается напряжение обратной связи.

Значительный интерес представляют схемы каскодного включения триодов, обладающие низким уровнем собственных помех, малой входной емкостью и позволяющие получить большой коэффициент усиления $K_{ср}$ в обычном реостатном каскаде. Известны схемы микрофонных усилителей, в которых схема каскада имеет $K_{ср} \approx 400$ [22]. Схема же специального каскодного усилителя с добавочным сопротивлением обеспечивает $K_{ср} \approx 500 \div 1000$ (см. приложение).

Большой коэффициент усиления первого каскада необходим еще и для того, чтобы последующая лампа усилителя не оказывала заметного влияния на отношение сигнал/шум. При малом коэффициенте усиления напряжение сигнала на выходе первого каскада в области средних частот, где должно наблюдаться наибольшее ослабление сигнала, может оказаться по величине сравнимым с входным сигналом. Тогда собственный шум последующего каскада существенно уменьшит отношение сигнал/шум на выходе усилителя.

Принцип действия схемы (рис. 84) как корректирующей цепи в первом приближении состоит в следующем. Элементами для включения обратной связи являются сопротивления $aR_н$, $(1—a)R_н$, $R_в$ и конденсаторы $C_н$ и $C_в$. На прохождение колебаний низкой звуковой частоты цепь $C_в$ — $R_в$ практически не влияет ввиду малости емкости $C_в$, в то время как на прохождение колебаний высокой частоты не влияет $C_н$, так как уже на средних частотах

$$aR_н \gg \frac{1}{\omega C_н}.$$

В области низких частот внутреннее сопротивление эквивалентного генератора, которым можно заменить воспроизводящую головку и входной трансформатор, имеет индуктивный характер, так как оно представляет собой в основном сопротивление головки, пересчитанное во вторичную обмотку трансформатора. Вследствие индуктивного характера этого сопротивления по мере повышения частоты углубляется параллельная обратная связь и коэффициент передачи входного устройства уменьшается *.

В области высоких частот на форму частотной характеристики сильно влияет цепь $C_в$ — $R_в$, так как в нее ответвляется часть тока обратной связи. При этом уменьшается глубина обратной связи, и, следовательно, увеличивается коэффициент передачи.

Из приведенного ниже математического анализа схемы видно, что на форму частотной характеристики в об-

* Под входным устройством подразумевается комплекс, состоящий из воспроизводящей головки, входного трансформатора и первого каскада усилителя.

ласти низких частот сильно влияет величина емкости $C_н$, а в области высоких частот — такие данные схемы, как, например, постоянная времени анодной цепи, емкость на входе схемы, частота резонанса между этой емкостью и индуктивностью внутреннего сопротивления эквивалентного генератора и т. п.

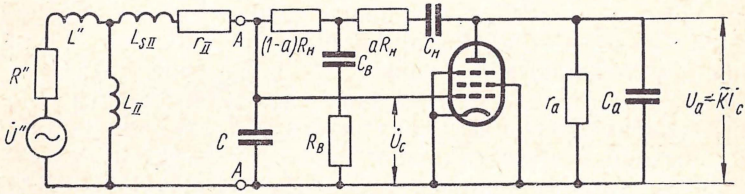


Рис. 85. Эквивалентная схема усилителя, представленного на рис. 84.

Таким образом, пользуясь рассматриваемой корректирующей цепью, можно получить необходимые коррекции на низких и на высоких частотах. В области высоких частот форму частотной характеристики можно регулировать, изменяя величины сопротивления $R_в$ и емкости $C_в$, что является дополнительным преимуществом, так как схему можно легко настраивать при смене головки и по мере ее износа.

В некоторых случаях коррекцию высоких частот выносят в другие каскады усилителя. Тогда схема, изображенная на рис. 84, упрощается, так как из нее исключаются высокочастотные элементы: сопротивление $R_в$ и конденсатор $C_в$.

Эквивалентные схемы. На рис. 85 представлена эквивалентная схема для переменного тока рассматриваемого входного устройства. При составлении схемы на рис. 85 не учитывались потери в сердечниках головки и трансформатора. Эксперименты показали, что при анализе частотных свойств схемы такое приближение вполне допустимо и не создает заметных ошибок при технических расчетах. На рисунке приняты следующие обозначения: $\dot{U}''$ — э. д. с. головки, приведенная ко вторичной обмотке трансформатора; $R''=r''_г+r''_т$, где $r''_г$ и $r''_т$ — активные сопротивления головки и первичной об-

мотки трансформатора, приведенные ко вторичной обмотке; $L''=L''_{\text{г}}+L''_{S\text{I}}$, где $L''_{\text{г}}$ и $L''_{S\text{I}}$ — индуктивность головки и индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора, приведенные ко вторичной обмотке; L_{II} — индуктивность вторичной обмотки; $L_{S\text{II}}$ и r_{II} — ее индуктивность рассеяния и активное сопротивление; C — суммарная емкость трансформатора, монтажа, входа лампы; $r_{\text{a}}=R_{\text{a.c}}$ — активное сопротивление анодной нагрузки первого каскада в области средних частот, равное параллельно включенным R_{a} и R_{c} (рис. 84); C_{a} — суммарная емкость, состоящая из входной емкости лампы последующего каскада, емкости монтажа анодной цепи, выходной емкости лампы первого каскада и емкости дополнительного конденсатора $C_{\text{a.д}}$ (если такой имеется). Влиянием емкости разделительного конденсатора C_{c} пренебрегаем, так как ее величина выбирается достаточно большой и заметно не влияет на частотную характеристику усилителя даже в области самых низких звуковых частот рабочего диапазона.

Заменим часть схемы, лежащую левее точек AA (рис. 85), эквивалентным генератором, у которого э. д. с.

$$\dot{U}''_A=\frac{j\omega L_{\text{II}}\dot{U}''}{R''+j\omega(L_{\text{II}}+L'')}$$

и внутреннее сопротивление

$$Z_{iA}=\frac{j\omega L_{\text{II}}(R''+j\omega L'')}{R''+j\omega(L_{\text{II}}+L'')}+r_{\text{II}}+j\omega L_{S\text{II}}.$$

В случае применения типовых магнитных головок и обычных входных трансформаторов $L''_{\text{г}}\gg L''_{S\text{I}}$ и в звуковом диапазоне частот $\omega(L_{\text{II}}+L'')\gg R''$. Учитывая эти соотношения, а также то, что $L_{\text{II}}=n^2L_{\text{I}}$, $L''_{\text{г}}=n^2L_{\text{г}}$, $\dot{U}''=n\dot{U}$ и $R''=n^2(r_{\text{г}}+r_{\text{I}})$, находим приближенные значения

$$\dot{U}_A\approx\frac{L_{\text{I}}}{L_{\text{I}}+L_{\text{г}}}n\dot{U}=bn\dot{U}; \qquad \text{(V-24)}$$

$$Z_{iA}\approx r+j\omega L, \qquad \text{(V-25)}$$

где b — коэффициент,

$$b = \frac{L_{\text{I}}}{L_{\text{I}} + L_{\text{г}}}\ ; \qquad \text{(V-26)}$$

$$r = bn^2 (r_{\text{г}} + r_{\text{I}}) + r_{\text{II}}; \qquad \text{(V-27)}$$

$$L = bn^2 L_{\text{г}} + L_{S\,\text{II}}. \qquad \text{(V-28)}$$

При конструировании трансформаторов принимают $r_{\text{II}} = n^2 r_{\text{I}}$. Поэтому выражение (V-27) можно записать в следующем виде:

$$r = n^2 [br_{\text{г}} + (1 + b) r_{\text{I}}]. \qquad \text{(V-27а)}$$

Обычно $bn^2 L_{\text{г}} \gg L_{S\,\text{II}}$, поэтому формулу (V-28) можно упростить:

$$L \approx bn^2 L_{\text{г}}\ . \qquad \text{(V-28а)}$$

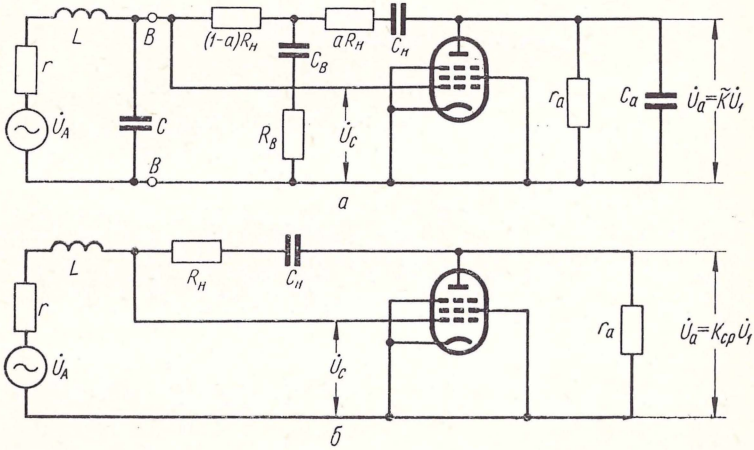


Рис. 86. Эквивалентные схемы усилителя (рис. 84):
а — упрощенная; *б* — для низких частот.

На основании выражений (V-24), (V-25), (V-27) и (V-28а) составлена эквивалентная схема входного устройства, представленная на рис. 86, *а*.

Анализ в области низких частот. На рис. 86, *б* изображена эквивалентная схема для низких частот, полученная из общей эквивалентной схемы. На схеме $K_{\text{ср}}$ —

коэффициент усиления реостатного каскада в области средних и низких частот. Влияние разделительного конденсатора C_c (рис. 84) не учитывается. Кроме того, при определении коэффициента усиления не учитывается и нагружающее действие цепи обратной связи на лампу первого каскада, что справедливо, поскольку в реальных схемах $R_н \gg r_a$. Из рис. 86, *б* следует, что в анализируемой схеме используется параллельная подача комплексной обратной связи. В данном случае комплексный коэффициент усиления определяется формулой (III-15), которая при принятых обозначениях выглядит так:

$$\frac{\dot{U}_a}{\dot{U}_A} = \frac{\tilde{K}}{1 + \frac{Z_i}{Z_{вх}}},$$

где Z_i —комплексное выражение внутреннего сопротивления эквивалентного генератора, подключаемого к лампе,

$$Z_i = r + j\omega L;$$

$Z_{вх}$ —комплексное сопротивление, на которое нагружен генератор. Для рассматриваемой схемы

$$Z_{вх} = \frac{R_н + \frac{1}{j\omega C_н}}{1 + K_{ср}}.$$

Однако интересно определить не комплексный коэффициент усиления $\frac{\dot{U}_a}{\dot{U}_A}$, а комплексный коэффициент передачи входного устройства $\tilde{K}_{св} = \frac{\dot{U}_a}{\dot{U}}$. Для этого необходимо учесть выражение (V-24). После подстановки $\dot{U}$ в выражение для $K_{св}$ и преобразований получим

$$\tilde{K}_{св} = \frac{\dot{U}_a}{\dot{U}} = \frac{\chi}{1 + \frac{r + j\omega L}{R_н + \frac{1}{j\omega C_н}}(1 + K_{ср})}, \qquad \text{(V-29)}$$

где

$$\chi = bnK_{ср}. \qquad \text{(V-30)}$$

Учитывая, что $K_{ср} \gg 1$, после несложных преобразований находим модуль коэффициента передачи

$$K_{св} = \chi \sqrt{\frac{1 + \tau_н^2 \omega^2}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{0I}}\right)^2\right]^2 + \tau_к^2 \omega^2}}. \qquad \text{(V-29а)}$$

Здесь приняты следующие обозначения:

$$\tau_н = R_н C_н; \qquad \text{(V-31)}$$

$$\tau_к = RC_н; \qquad \text{(V-32)}$$

$$R = R_н + K_{ср} r; \qquad \text{(V-33)}$$

$$\frac{1}{\omega_{0I}^2} = L_н C_н; \qquad \text{(V-34)}$$

$$L_н = K_{ср} L. \qquad \text{(V-35)}$$

С помощью полученных уравнений можно показать, что в некоторой области частот рассматриваемое входное устройство интегрирует сигнал. Для упрощения объяснения примем, что $K_{ср} \gg 1$ и $C_н = \infty$. Тогда выражение (V-29) можно записать так:

$$\tilde{K}_{св} \approx \frac{\chi}{1 + \frac{r}{R_н} K_{ср} + j\omega \frac{L_н}{R_н}}. \qquad \text{(V-29б)}$$

При достаточно высоких частотах

$$\omega \frac{L_н}{R_н} \gg 1 + \frac{r}{R_н} K_{ср}$$

и коэффициент передачи

$$K_{св} \approx \frac{\chi R_н}{\omega L_н}. \qquad \text{(V-36)}$$

После подстановки значений χ и $L_н$ и сокращений, получим

$$K_{св} \approx \frac{R_н}{\omega n L_г}. \qquad \text{(V-36а)}$$

Как известно, э. д. с., развиваемая воспроизводящей головкой в области низких частот, равна $A\omega$, где A — конструктивная постоянная магнитной головки. Тогда напряжение сигнала на выходе схемы

$$U_{\text{а}} = K_{\text{св}} U \approx \frac{A R_{\text{н}}}{n L_{\text{г}}},$$

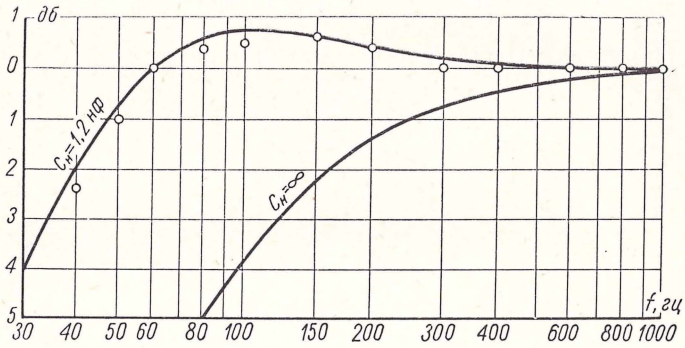


Рис. 87. Частотные характеристики напряжения выходного сигнала усилителя (рис. 84) на низких частотах при изменении э. д. с. воспроизводящей головки по закону $U = A\omega$: —— вычисленные при $C_{\text{н}} = 1200$ *пф* и $C_{\text{н}} = \infty$; ○○○ —экспериментальная при $C_{\text{н}} = 1200$ *пф*.

т. е. не зависит от частоты. В этом случае наблюдается идеальное интегрирование сигнала.

Очевидно, что принятое при выводе (V-36) неравенство удовлетворяется при достаточно большом значении ω. На более низких частотах «выручает» конденсатор $C_{\text{н}}$, емкость которого выбирается сравнительно небольшой. Тогда на нижних частотах рабочего диапазона обратная связь становится менее глубокой, коэффициент передачи возрастает и увеличивается точность интегрирования сигнала.

На рис. 87 в качестве примера показаны типичные частотные характеристики напряжения сигнала на выходе анализируемого входного устройства в области низких частот. Сплошными линиями изображены вычисленные кривые для $C_{\text{н}} = \infty$ и $C_{\text{н}} = 1200$ *пф*, а точки сняты экспериментально при $C_{\text{н}} = 1200$ *пф*.

Из рисунка видно, что при больших значениях емкости $C_н$, когда можно считать $C_н = \infty$, западание частотной характеристики значительно больше, чем при сравнительно малых величинах $C_н$. В данном примере при $C_н = 1200$ *пф* на частоте 60 *гц* западание меньше приблизительно на 7 *дб*.

Анализ в области высоких частот. Исключив из схемы на рис. 86, *а* конденсатор $C_н$, поскольку на средних и высоких частотах $\frac{1}{\omega C_н} \ll aR_н$, получим эквивалентную схему для средних и высоких частот. Для удобства дальнейшего анализа заменим часть схемы, лежащую левее точек *BB*, эквивалентным генератором, у которого э. д. с.

$$\dot{U}_B = \frac{\dot{U}_A}{\tilde{q}} \qquad \text{(V-37)}$$

и внутреннее сопротивление

$$Z_{iB} = \frac{1}{\tilde{q}}(r + j\omega L), \qquad \text{(V-38)}$$

где

$$\tilde{q} = p + j\omega\tau_1; \qquad \text{(V-39)}$$

$$p = 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{02}}\right)^2; \qquad \text{(V-40)}$$

$$\omega_{0II}^2 = \frac{K_{ср}}{L_н C} = \frac{1}{LC}; \qquad \text{(V-41)}$$

$$\tau_1 = Cr. \qquad \text{(V-42)}$$

Комплексный коэффициент усиления схемы, также как и при анализе схемы для низких частот, найдем с помощью формулы (III-15). В рассматриваемом случае

$$\frac{\dot{U}_a}{\dot{U}_B} = \frac{\tilde{K}}{1 + \frac{Z_{iB}}{Z_B}},$$

где $\tilde{K}$—комплексный коэффициент усиления реостатного каскада в области высоких частот,

$$\tilde{K} = \frac{K_{ср}}{1 + j\tau_a \omega}; \qquad (V\text{-}43)$$

τ_a —постоянная времени собственно реостатного каскада на высоких частотах,

$$\tau_a = C_a R_{i\,a.c}; \qquad (V\text{-}44)$$

Z_B —комплексное сопротивление, нагружающее эквивалентный генератор, имеющий э. д. с. $\dot{U}_B$ и внутреннее сопротивление Z_{iB}.

Выражение, определяющее Z_B, нетрудно найти, применив известные методы расчета цепей с помощью схемы четырехполюсника обратной связи в области средних и высоких частот, представленной на рис. 88. Тогда

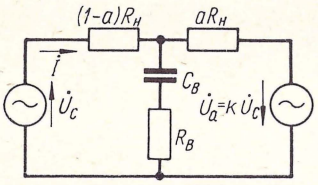


Рис. 88. Эквивалентная схема четырехполюсника обратной связи для средних и высоких частот усилителя по схеме на рис. 84.

$$Z_B = \frac{1 - a + \tilde{\chi}}{1 + \tilde{\chi}\tilde{K}} aR_н,$$

где

$$\tilde{\chi} = \frac{1 + j\omega R_в C_в}{1 + j\omega (aR_н + R_в) C_в}.$$

Поскольку в реальных схемах $\chi = 0{,}3 \div 0{,}5$, а $K > 150$, то $|\tilde{\chi}\tilde{K}| \gg 1$ и выражение для Z_B можно записать в упрощенном виде:

$$Z_B \approx \frac{1 - a + \tilde{\chi}}{\tilde{\chi}\tilde{K}} aR_н. \qquad (V\text{-}45)$$

Комплексный коэффициент передачи входного устройства в области средних и высоких частот определится,

если подставить выражения (V-37) и (V-24) в уравнение для $\tilde{K}_{св}$. В этом случае получим

$$\tilde{K}_{св} = \frac{\dot{U}_a}{\dot{U}} = \frac{bn\tilde{K}}{\left(1 + \frac{Z_{iB}}{Z_B}\right)\tilde{q}}.$$

Уравнение модуля коэффициента передачи, описывающее частотную характеристику входного устройства в области средних и высоких частот, можно получить с помощью последнего уравнения после подстановки в него выражений (V-38), (V-39), (V-43). Тогда

$$K_{св} \approx \frac{\chi\sqrt{1+\tau_э^2\omega^2}}{\sqrt{\left[\frac{K_{ср}r}{R_н} - \tau_L\tau_в\omega^2 + p(1-\tau_a\tau_э\omega^2)\right]^2 + [\tau_L + p(\tau_a+\tau_э)]^2\omega^2}} \quad \text{(V-46)}$$

где

$$\tau_э = \tau_в + \tau_п; \quad \text{(V-47)}$$

$$\tau_в = R_в C_в; \quad \text{(V-48)}$$

$$\tau_п = a(1-a) R_н C_в; \quad \text{(V-49)}$$

$$\tau_L = \frac{L_н}{R_н} = \frac{K_{ср} L}{R_н}. \quad \text{(V-50)}$$

При выводе уравнения (V-46) были приняты упрощения, основанные на том, что при обычных (практически применяемых) данных схемы (т. е. когда $n \approx 20$, $C \approx 200$ *пф*, $K_{ср} \approx 150$, $L_г \approx 80$ *мгн*, $R_н \approx 10^6$ *ом*, $r \approx \approx 10^4$ *ом*) постоянные времени имеют следующий порядок величин: $\tau_1 \approx 10^{-6}$ *сек*, $\tau_L \approx 2{,}5 \cdot 10^{-3}$ *сек*, $\tau_a \approx \approx 5 \cdot 10^{-5}$ *сек*, $\tau_в \approx 2 \cdot 10^{-5}$ *сек* и $\tau_э \approx 3 \cdot 10^{-5}$ *сек*. Учитывая это, получим, что

$$(\tau_a + \tau_э)\tau_1 \ll \tau_в\tau_L, \quad \frac{rK_{ср}}{R_н}\tau_в \ll \tau_L$$

и, что даже на высоких частотах

$$\tau_L \gg |(1 - \tau_a\tau_L\omega^2)\tau_1|.$$

В качестве примера на рис. 89 изображено типичное семейство частотных характеристик (четыре кривые) входного устройства в области средних и высоких частот, снятых экспериментально для устройства с $\tau_а = 2 \cdot 10^{-5}$ *сек*, и штриховой линией начерчена характеристика, вычисленная с помощью уравнения (V-46) при $\tau_э = 3 \cdot 10^{-5}$ *сек* и $\tau_в \approx 2 \cdot 10^{-5}$ *сек*.

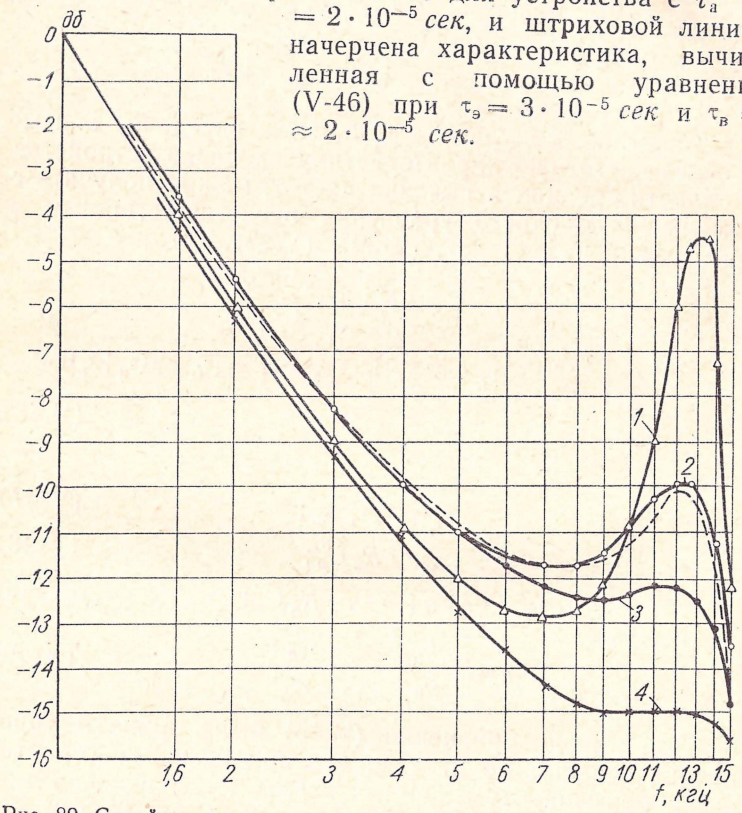


Рис. 89. Семейство частотных характеристик усилителя (рис. 84). Экспериментальные кривые:

1 — при $R_в = 0$, $\tau_п = 10$ *мксек*; *2* — при $\tau_в = 20$ *мксек*, $\tau_п = 10$ *мксек*; *3* — при $\tau_в = 40$ *мксек*, $\tau_п = 10$ *мксек*; *4* — при $C_в = 0$. Штриховая линия — кривая, вычисленная с помощью уравнения (V-46) при $\tau_в = 20$ *мксек* и $\tau_п = 10$ *мксек*.

Расчетные формулы. При расчете элементов эквивалентной схемы низких частот (рис. 86, *б*) находят величины сопротивления $R_н$ и емкости $C_н$. На низких частотах глубина и характер обратной связи определяют нижнюю границу частотного диапазона, в котором наблюдается интегрирование сигнала.

Исходным выражением для расчета сопротивления $R_н$ является уравнение коэффициента передачи входного устройства при $C_н = \infty$

$$K_{св} = \frac{\chi}{\sqrt{\left(1 + K_{ср}\frac{r}{R_н}\right)^2 + \left(\frac{L_н}{R_н}\omega\right)^2}}, \quad \text{(V-29в)}$$

полученное из (V-29б). Если бы интегрирование было идеальным, то $K_{св}$ определялось бы уравнением (V-36). Тогда коэффициент отклонения частотной характеристики на нижней граничной частоте $\omega_н$, равный отношению правых частей выражений (V-36) и (V-29в),

$$M_н = \sqrt{1 + \left(\frac{R_н + K_{ср} L}{K_{ср} L \omega_н}\right)^2}. \quad \text{(V-51)}$$

Решив это уравнение относительно $R_н$, находим, что

$$R_н = K_{ср}\left(L\,\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1} - r\right). \quad \text{(V-52)}$$

Опыты показали, что при реальных данных схемы входного устройства и соответственно выбранной величине емкости $C_н$ можно уменьшить величину отклонения, которое имело бы место при $C_н = \infty$, примерно на 7 *дб*. Учитывая это, полагаем, что $M_н = \sqrt{5}$. Тогда расчетная формула для сопротивления $R_н$ приобретает следующий вид:

$$R_н = K_{ср}\,(2L\,\omega_н - r). \quad \text{(V-52а)}$$

Кривая частотной характеристики реального входного устройства в области средних частот практически сливается с кривой, вычисленной по формуле (V-36). В области же средне-низких и низких частот она проходит немного выше идеальной, а затем круто спадает, пересекая идеальную кривую интегрирования при $\omega = \omega_1$ (рис. 90). Для вычисления величины $C_н$ положим $\omega_н = \omega_1$. Приравняв правые части выражений (V-36) и

(V-29а), решим получившееся уравнение относительно $C_н$. Тогда

$$C_н = \frac{L_н}{R^2}\left[1 + \sqrt{1 + R^2\left(\frac{1}{R_н^2} - \frac{1}{\omega_н^2 L_н^2}\right)}\right]. \quad \text{(V-53)}$$

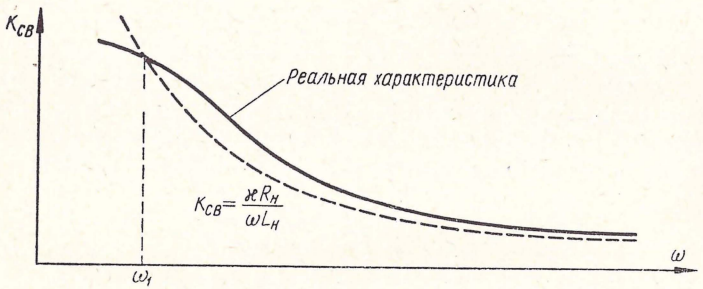


Рис. 90. Частотные характеристики:
——— характеристика усилителя по схеме на рис. 84; ——— интегрирующая кривая, вычисленная с помощью уравнения (V-36).

При данном методе расчета величин $R_н$ и $C_н$ частотная характеристика проходит выше идеальной не более чем на 2 *дб* *.

* Исследования показали, что частота, при которой реальная характеристика наиболее высоко проходит над идеальной,

$$\omega_2 = \frac{1}{\tau_н}\sqrt{\frac{1 + \sqrt{(1+Q_н^2)^2 - \left(\frac{\tau_к}{\tau_н}\right)^2}}{(1+Q_н^2)^2 - \left[1 + \left(\frac{\tau_к}{\tau_н}\right)^2\right]}},$$

где $Q_н^2 = \frac{L_н}{C_н R_н^2}$.

Обычно $\omega_2 \approx (1{,}5 \div 2)\omega_1$. Максимальная величина расхождения характеристик

$$\left(\frac{1}{M}\right)_{\omega=\omega_2} = \tau_L \omega_2 \sqrt{\frac{1 + (\tau_н \omega_2)^2}{1 + \left(\tau_к^2 - \frac{2}{\omega_{0\,I}^2}\right)\omega_2^2 + \left(\frac{\omega_2}{\omega_{0\,I}}\right)^4}}.$$

На рис. 89 изображено семейство частотных характеристик входного устройства в области средних и высоких частот, снятых экспериментально при неизменных $R_н$, $K_{ср}$, $L_г$, r, n, L_I и a для разных значений $\tau_в$ и $\tau_п$. Из рисунка видно, что путем изменения только $\tau_в$ можно получить глубокую регулировку формы кривой частотной характеристики, практически не изменяя частоты, при которой наблюдается пик. Если отключить от схемы на рис. 84 высокочастотные элементы цепи обратной связи (при этом $\tau_э = \tau_в = \tau_п = 0$), то примерно на той же частоте, где был пик, начинается спад частотной характеристики (рис. 89, кривая *4*). На основании этого свойства частотных характеристик выбран метод расчета постоянной времени анодной цепи $\tau_а$, с тем чтобы при включенных высокочастотных элементах $C_в$ и $R_в$ пик находился на требуемой частоте (чаще всего этой частотой является верхняя граничная $\omega_в$). При $\tau_э = \tau_в = \tau_п = 0$ уравнение частотной характеристики коэффициента передачи (V-46) значительно упрощается. Если же еще учесть, что $\tau_L \gg \tau_а$ в области высоких частот $\left(\frac{\omega}{\omega_{02}}\right)^2 \gg 1 + K_{ср}\frac{r}{R_н}$, то уравнение (V-46) можно написать приближенно так:

$$K_{св} \approx \frac{\chi}{\omega LC \sqrt{\omega^2 + \left(\frac{K_{ср}}{CR_н} - \tau_а \omega^2\right)^2}}. \qquad \text{(V-46а)}$$

На рис. 91, *а* изображена характеристика, описываемая уравнением (V-46а) (она соответствует кривой *4* рис. 89). При умножении такой кривой на ω функция $K_{св}(\omega)\omega$ (рис. 91, *б*) имеет максимум при частоте ω_m, близкой к частотам максимумов кривых *1*, *2* и *3* (рис. 89). Умножив левую и правую части (V-46а) на ω и исследовав получившееся уравнение на максимум по ω, находим, что максимум функции $K_{св}(\omega)\omega$ наблюдается при частоте

$$\omega_m = \sqrt{\frac{K_{ср}}{R_н C \tau_а} - \frac{1}{2\tau_а^2}}.$$

Решив уравнение относительно $\tau_а$, получим, что

$$\tau_а = \frac{K_{ср}}{2R_н C \omega_m^2}\left[1 + \sqrt{1 - 2\left(\frac{R_н C}{K_{ср}}\,\omega_m\right)^2}\right]. \quad \text{(V-54)}$$

Опыты показали, что пики на частотной характеристике при реальных значениях постоянных времени $\tau_а$, $\tau_в$, $\tau_э$ и $\tau_п$ наблюдаются на частотах, которые на 10—20% ниже ω_m. Если принять, что верхняя граничная частота $\omega_в = 2\pi f_в$ соответствует пику на частотной характеристике, то в формулу (V-54) нужно подставить вместо ω_m значение $\omega_в$, умноженное на поправочный коэффициент. Тогда расчетная формула для $\tau_а$ примет следующий вид:

$$\tau_а \approx \frac{K_{ср}}{120R_н C f_в^2}\left[1 + \sqrt{1 - 120\left(\frac{R_н C}{K_{ср}}\,f_в\right)^2}\right]. \quad \text{(V-54а)}$$

За первым реостатным каскадом на пентоде, являющимся частью входного устройства, обычно следует каскад на триоде с анодной нагрузкой. В этом случае постоянная времени каскада на пентоде, нагруженном большим сопротивлением $r_а$ (от него требуется, как правило, коэффициент усиления $K_{ср} \geqslant 150 \div 200$). имеет величину порядка $2 \cdot 10^{-5}$ *сек*. Значение же $_а$, вычисленное по формуле (V-54а), обычно получается больше в несколько раз. Поэтому, если в схеме входного устройства должна быть предусмотрена коррекция высоких частот, то параллельно нагрузочному сопротивлению $r_а$ присоединяют дополнительный конденсатор $C_{а.д}$ (рис. 84).

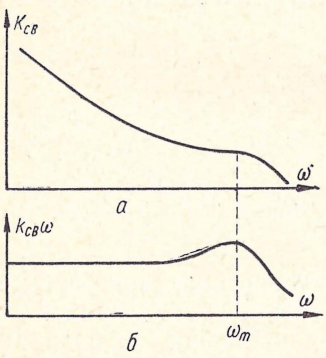


Рис. 91. Кривые:
а = $K_{св}$ (ω) — частотная характеристика усилителя (рис. 84) при $C_в = 0$; *б* — $K_{св}$ (ω) ω.

Последовательность расчета. Для расчета цепи обратной связи и основных показателей входного устройства необходимо знать следующие исходные данные:

а) рабочий диапазон частот $f_н \div f_в$;

б) $L_г$ и $r_г$ — индуктивность воспроизводящей головки и активное сопротивление ее обмотки на средних частотах *;

в) емкости на входе $C_{вх}$ и в анодной цепи первого каскада $C_{вх_2}$ (обычно определяются экспериментально);

г) сопротивления $R_а$ и $R_с$ (рис. 84);

д) коэффициент усиления собственно реостатного каскада на средней частоте $K_{ср}$ (при обычных данных схемы, особенно в магнитофонах высшего класса, необходимо, чтобы $K_{ср} > 150$).

Расчет производят в следующем порядке:

1. Выбирают индуктивность первичной обмотки трансформатора, принимая $L_1 \geqslant (2 \div 4) L_г$, и вычисляют вспомогательный коэффициент b по формуле (V-26).

2. Принимают величину сопротивления первичной обмотки трансформатора, полагая $r_1 = (0{,}2 \div 0{,}3) r_г$.

3. Определяют сопротивление r и индуктивность L эквивалентной схемы на рис. 86 по формулам (V-27а) и (V-28а), полагая, что коэффициент трансформации входного трансформатора $n = 12 \div 25$. Большую величину n следует принимать при малых токах сетки лампы первого каскада $I_{с0}$, меньшую — при $I_{с0} \approx 10^{-8}$ *а*.

4. Вычисляют $R_н$ — сопротивление обратной связи эквивалентной схемы рис. 86, *б* по формуле (V-52а).

5. Находят $L_н$ и R по формулам (V-35) и (V-33).

6. Определяют емкость разделительного конденсатора $C_н$ цепи обратной связи по формуле (V-53).

7. Вычисляют напряжение сигнала на выходе входного устройства при частоте $f = 1$ *кгц* по формуле

$$U_2 \approx \frac{R_н}{2\pi \cdot 10^3 n L_г} U,$$

полученной из (V-36а). Тут под U подразумевается э. д. с. головки на частоте 1 *кгц*.

---

* Индуктивность $L_г$ является функцией частоты. Обычно, начиная со средних частот, $L_г$ уменьшается по мере повышения частоты. Например, согласно данным работы [36] $L_г$ головки типа 7Д5 при частоте 20 *кгц* становится меньше примерно в 2 раза. Сопротивление $r_г$ с повышением частоты несколько увеличивается.

При расчете частотных свойств схемы можно пренебречь потерями в сердечнике головки и трансформатора. Ошибка, вызванная таким упрощением, практически не ощутима.

8. Определяют величину сопротивлений $aR_н$ и $(1-a)R_н$ (рис. 84). Коэффициент a следует выбирать с таким расчетом, чтобы величина $(1-a)R_н$ была возможно большей, так как при этом больше отношение сигнал/шум входного устройства. Вместе с тем желательно, чтобы сопротивление $aR_н$ имело величину, в несколько раз превышающую $r_а = R_{а.с}$. Тогда на высоких частотах практически не будет сказываться шунтирующее действие на лампу четырехполюсника обратной связи. Обычно величина $a = 0{,}1 \div 0{,}3$.

9. После изготовления трансформатора измеряют собственную емкость его вторичной обмотки, суммируют ее с входной емкостью каскада $C_{вх}$ и таким образом определяют емкость C (см. эквивалентную схему рис. 86, *а*). Затем по формуле (V-54) вычисляют постоянную времени $\tau_а$, необходимую для выполнения высокочастотной коррекции. Тогда емкость дополнительного конденсатора определится, как $C_{а.д} = \frac{\tau_а}{r_а} - C_{вх2}$.

10. Выбирают величины постоянных времени $\tau_в$ и $\tau_п$. Опыты показали, что необходимая регулировка формы частотной характеристики в области высоких частот может быть достигнута при изменении $\tau_в$ в пределах от 0 до $(3 \div 4)\,10^{-5}$ *сек*, а $\tau_п$ в пределах от 10^{-5} до $2 \cdot 10^{-5}$ *сек*. В большинстве же случаев, встречающихся на практике, величину $\tau_п$ можно не регулировать, оставляя равной 10^{-5} *сек*. При этом конденсатор $C_в$ имеет постоянную величину емкости. Исходя из этих соображений, вычисляют

$$C_в = \frac{\tau_п}{a(1-a)R_н}$$

и максимальное значение переменного сопротивления

$$R_в = \frac{\tau_в}{C_в}$$

по формулам, полученным из (V-49) и (V-48).

Эксперименты, проведенные автором с несколькими различными по частотным свойствам макетами схемы рис. 84, показали отличное совпадение вычисленных и экспериментальных данных. Кроме того, следует отме-

тить, что все собранные макеты работали устойчиво даже в наиболее благоприятном для самовозбуждения режиме, наблюдающемся при самых высоких пиках на частотной характеристике, для получения которых регулирующее сопротивление $R_в$ замыкалось накоротко.

§ 21. ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД С АНОДНО-КАТОДНОЙ НАГРУЗКОЙ УСИЛИТЕЛЯ МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ ЗВУКА

Общие соображения. Для возбуждения записывающей магнитной головки, используемой в промышленных магнитофонах, необходим относительно небольшой ток сигнала, обычно не превышающий 3 *ма*. При этом нагрузочное сопротивление оконечного каскада имеет величину порядка 500 *ом*. Таким образом, требуемая выходная мощность составляет всего 4,5 *мвт*. В связи с этим в оконечном каскаде можно применять маломощные лампы, предназначенные для реостатных каскадов. Такие лампы имеют сравнительно высокое внутреннее сопротивление, поэтому в трансформаторном каскаде, при необходимости иметь равномерное усиление, начиная от частот 30—40 *гц*, приходится пользоваться трансформаторами с большой индуктивностью первичной обмотки. В то же время желательно применять лампы с малыми токами, например сдвоенный триод типа 6Н2П, поскольку такие лампы не только могут обеспечить необходимую мощность для записи на магнитной ленте, но и создают значительно большее усиление на два каскада, чем лампы с меньшим внутренним сопротивлением, обычно употребляемые в трансформаторных каскадах.

Следует иметь в виду, что усилитель, собранный на лампах с малыми токами, обеспечивает требуемую мощность для записи при допустимом уровне нелинейных искажений только в случае введения глубокой отрицательной обратной связи. В данном случае можно было бы применять схему обычного каскада с катодной нагрузкой, в которой первичная обмотка выходного трансформатора включена в цепь катода лампы. Однако такой усилитель имеет малый коэффициент усиления, а трансформатор создает спад на высоких частотах рабочего диапазона вследствие малого выходного сопротивления схемы, подключенной к его первичной обмотке.

Наиболее глубокая обратная связь в одном каскаде с выходным трансформатором в анодной цепи наблюдается при включении нагрузочного сопротивления, присоединенного ко вторичной обмотке, в цепь катода лампы (рис. 92) [41]. Эта схема названа оконечным усилительным каскадом с анодно-катодной нагрузкой [16]. Усиление, создаваемое схемой на рис. 92, больше в 3—10 раз, чем у каскада с катодной нагрузкой. Обратная связь в данной схеме не только уменьшает нелинейные искажения, порождаемые лампой и трансформатором, но, самое главное, выравнивает частотную характеристику в широком диапазоне частот (30—20 000 *гц*) даже при использовании трансформатора сравнительно простой конструкции. К преимуществам схемы относится также малый расход тока для анодного питания (в схеме применяются лампы с малыми токами), что особенно важно для магнитофонов, питаемых от батарей.

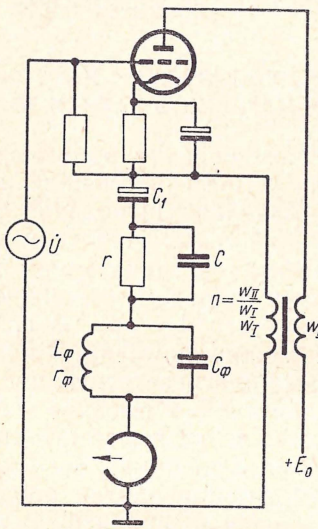


Рис. 92. Схема оконечного каскада с анодно-катодной нагрузкой усилителя магнитной записи звука.

Схема каскада с анодно-катодной нагрузкой широко применяется в отечественных магнитофонах. Теория и расчет ее имеют особенности, рассмотренные ниже.

Коррекция сопротивления записывающей магнитной головки. Сопротивление записывающей магнитной головки, начиная уже с низких звуковых частот, практически имеет индуктивный характер. Например, записывающие головки, применяемые в магнитофонах, обычно имеют индуктивность $L_г \approx 7$ *мгн* и активное сопротивление $r_г \approx 2{,}5$ *ом*. Индуктивное сопротивление такой головки на частоте 1000 *гц* равно 44 *ом*.

При проектировании оконечного каскада усилителя записи стремятся к тому, чтобы оконечный каскад имел достаточно равномерную частотную характеристику то-

ка записи. Поэтому приходится последовательно с головкой включать специальный корректирующий контур для получения общего сопротивления, величина которого практически не зависит от частоты. Сравнительно небольшие потери мощности каскада имеет широко распространенная схема, в которой последовательно с головкой включено дополнительное сопротивление r, зашунтированное конденсатором C (рис. 92). При определенных величинах r и C в заданном диапазоне частот можно достичь практически не зависимой от частоты величины общего сопротивления головки и цепи rC. Докажем это. Конденсатор C_1, преграждающий путь для постоянной составляющей тока анода, выбирается настолько большой емкости, чтобы даже на граничной нижней частоте диапазона его сопротивление было несоизмеримо мало по сравнению с остальным сопротивлением нагрузки. Поэтому при анализе его можно не учитывать. Тогда из рис. 92 следует, что, если не учитывать активных сопротивлений записывающей магнитной головки $r_г$ и катушки фильтр-пробки для токов ультразвукового смещения, нагружающее комплексное сопротивление

$$Z = \frac{r}{1 + j\omega Cr} + j\omega L, \qquad \text{(V-55)}$$

где $L = L_г + L_ф$.

При составлении выражения (V-55) можно не учитывать емкости фильтр-пробки $C_ф$, поскольку фильтр настроен на частоту ультразвукового генератора, которая раза в четыре выше верхней граничной частоты. Поэтому в звуковом диапазоне частот сопротивление фильтр-пробки имеет активно-индуктивный характер.

Модуль сопротивления

$$z = \sqrt{\frac{r^2}{[1 + (\omega Cr)^2]^2} + \left[\omega L - \frac{\omega Cr^2}{1 + (\omega Cr)^2}\right]^2},$$

или, после несложных преобразований,

$$z = r\sqrt{\frac{(1 - LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L}{r}\omega\right)^2}{1 + (rC\omega)^2}} = rM_г. \qquad \text{(V-55а)}$$

Величина сопротивления z в рабочем диапазоне частот не зависит от частоты только при условии взаимной компенсации действий индуктивности L и емкости C на величину сопротивления z. В этом случае $z=r$, а коэффициент $M_г = 1$. В рабочем диапазоне частот это условие практически выполняется при

$$LC\,\omega_в^2 \ll 1, \qquad \text{(V-56)}$$

где $\omega_в$ —верхняя граничная угловая частота, и

$$\frac{L}{C} = r^2. \qquad \text{(V-57)}$$

Однако для обеспечения неравенства (V-56) приходится выбирать малую величину емкости C, что выполняется при большой величине сопротивления r. Увеличение же r при заданном токе записи приводит к повышению требуемой мощности каскада.

Однако можно получить $M_г \approx 1$ в рабочем диапазоне частот и при большей, чем в предыдущем примере, величине C. Положим, что

$$r^2 = p\,\frac{L}{C} \qquad \text{(V-58)}$$

и

$$LC = \frac{p}{\omega_1^2}, \qquad \text{(V-59)}$$

причем $0<p<1$. Отсюда следует, что собственная угловая частота LC-параметров $\omega_0 = \dfrac{\omega_1}{\sqrt{p}} > \omega_1$.

Подставим (V-58) и (V-59) в выражение для $M_г$. Тогда

$$M_г = \sqrt{\frac{\left[1 - p\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}{1 + p^2\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}}. \qquad \text{(V-60)}$$

Рассматривая выражения (V-59) и (V60), можно сделать следующие выводы:

1) при $p=0$ $C=0$;

2) при $p=1$ $\omega_1^2=\frac{1}{LC}$, т. е. собственная угловая частота LC-параметров равна частоте ω_1;

3) на частоте ω_1 коэффициент $M_г=1$ при $p=0{,}5$;

4) граничное значение p, при котором в заданном диапазоне частот $M_г \geqslant 1$, равно $\sqrt{2}-1\approx 0{,}41$.

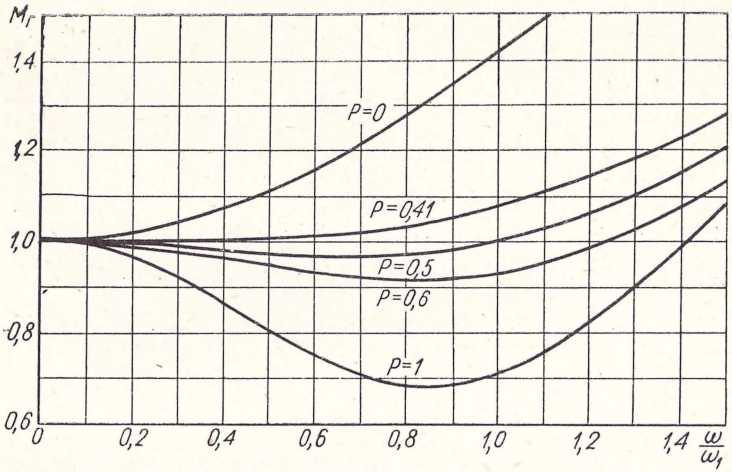


Рис. 93. Частотные характеристики коэффициента $M_г(\omega)=\frac{z(\omega)}{r}$ при различных величинах p.

Частотные характеристики $M_г$ представлены на рис. 93. Из рисунка видно, что в диапазоне частот $(0\div 1{,}3)\,\omega_1$ при $p=0{,}5$ минимальное значение $M_{г\,min}=0{,}97$ и максимальное $M_{г\,max}=1{,}1$. Такое отклонение величины $M_г$ от единицы вполне приемлемо и при обычных технических расчетах, если принять верхнюю граничную частоту рабочего диапазона $\omega_в=1{,}3\,\omega_1$ и рассматриваемое сопротивление равным r.

Расчетные формулы. Решив систему уравнений (V-58) и (V-59) относительно r и C, получим

$$r=\omega_1 L \qquad \text{(V-61)}$$

и

$$C = \frac{p}{\omega_1^2 L} . \qquad \text{(V-62)}$$

Отличные результаты получаются при $p = 0{,}5$ и $\omega_1 = \frac{\omega_в}{1{,}3}$. В этом случае

$$r = 4{,}8\, L f_в \qquad \text{(V-61а)}$$

и

$$C = \frac{0{,}021}{L f_в^2} . \qquad \text{(V-62а)}$$

Несколько меньшее значение r можно получить, допуская большую неравномерность частотной характеристики $M_г$ в области средне-высоких частот. Так, например, при $p = 0{,}6$ и $\omega_1 = \frac{\omega_в}{1{,}5}$ (рис. 93) неравномерность $M_г$ изменяется в пределах от $+0{,}8$ до $-1{,}6$ *дб*. В этом случае

$$r = 4{,}2\, L f_в \qquad \text{(V-61б)}$$

и

$$C = \frac{0{,}034}{L f_в^2} . \qquad \text{(V-62б)}$$

В магнитофоне типа МЭЗ-6 используются следующие данные схемы: $L_г = 7$ *мгн*, $L_ф = 1{,}5$ *мгн*, $C = 0{,}025$ *мкф* и $r = 390$ *ом* при верхней граничной частоте $f_в = 12$ *кгц*. После вычислений получаем, что для схемы МЭЗ-6 $p = 0{,}45$, $\frac{\omega_в}{\omega_1} = 1{,}64$ и $M_{г\,max} = 2{,}54$ *дб*.

Действительная величина нагрузочного сопротивления усилителя записи $r_н$ больше r на величину активных сопротивлений головки записи $r_г$ и катушки параллельного контура $r_ф$, служащего фильтр-пробкой для токов ультразвукового смещения.

Коэффициент усиления каскада. На рис. 94, *а* представлена схема каскада для переменного тока звуковой

частоты, а на рис. 94, *б* — его эквивалентная схема. Заменив трансформатор двумя жестко связанными катушками, у которых $L_{II} = n^2 L_I$ и $M_{вз} = nL_I$, получаем рабочую эквивалентную схему, изображенную на рис. 94, *в*. На схеме приняты следующие обозначения:

$$Z_i = R_i + r_I + j\omega L_{SI};$$

$$Z_2 = r_{II} + j\omega L_{SII},$$

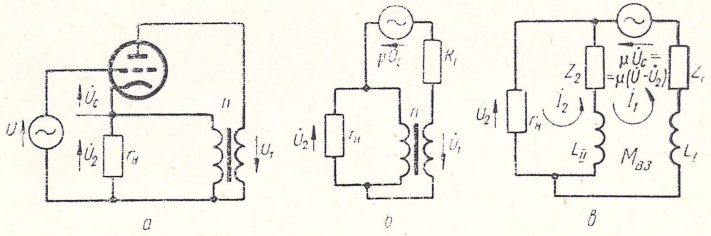


Рис. 94. Схемы для переменного тока оконечного каскада (рис. 92):
а — принципиальная; *б* — эквивалентная; *в* — упрощенная эквивалентная.

где R_i — внутреннее сопротивление лампы;
r_I и r_{II} — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора;
L_{SI} и L_{SII} — индуктивности рассеяния обмоток.

Уравнения Кирхгофа, составленные для двух контуров этой схемы, имеют следующий вид:

$$\mu(\dot{U} - \dot{U}_2) = \dot{I}_1 [Z_i + Z_2 + j\omega(L_I + L_{II} + 2M_{вз})] - \\ - \dot{I}_2 [Z_2 + j\omega(L_{II} + M_{вз})]; \qquad \text{(V-63)}$$

$$0 = \dot{I}_1 [Z_2 + j\omega(L_{II} + M_{вз})] - \dot{I}_2 (r_н + Z_2 + j\omega L_{II}). \qquad \text{(V-64)}$$

Подставив в (V-63) и (V-64) значения L_{II}, $M_{вз}$, Z_i и Z_2, а также принимая во внимание, что $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 r_н$, находим коэффициент усиления каскада с учетом действия обратной связи

$$K_{св} = \frac{U_2}{U} = \frac{K_{св.ср}}{M}, \qquad \text{(V-65)}$$

где $K_{св.\,ср}$ —коэффициент усиления каскада на средней частоте $\omega_{ср}$,

$$K_{св.\,ср} = \frac{U_2}{U} = \frac{K_{ср}}{1 + K_{ср}}\ ; \qquad \text{(V-66)}$$

$K_{ср}$ —коэффициент усиления каскада на средней частоте без учета обратной связи (при подведении напряжения сигнала непосредственно к точкам сетка — катод лампы,

$$K_{ср} = \frac{U_2}{U_c} = \frac{1 + n}{n} \cdot \frac{\mu\, r_н}{R_i + r_а}\ ; \qquad \text{(V-67)}$$

$r_а$ —сопротивление, нагружающее лампу на средней частоте,

$$r_а = \frac{(1 + n)^2}{n^2}\, r_н + r_I + \frac{r_{II}}{n^2}\ ; \qquad \text{(V-68)}$$

M—коэффициент частотных искажений при включенной обратной связи,

$$M = \sqrt{1 + \left(\tau_в\, \omega - \frac{1}{\tau_н\, \omega}\right)^2}\ ; \qquad \text{(V-69)}$$

$\tau_н$ —постоянная времени, определяющая неравномерность усиления в области низких частот,

$$\tau_н = \frac{(R_i + r_а)(1 + K_{ср})\, n^2 L_I}{(R_i + r_I)(r_н + r_{II}) + r_н\, r_{II}(1 + \mu)}\ ; \qquad \text{(V-70)}$$

$\tau_в$ —постоянная времени, определяющая неравномерность усиления в области высоких частот,

$$\tau_в = \frac{L_S}{(1 + K_{ср})(R_i + r_а)}\ , \qquad \text{(V-71)}$$

причем

$$L_S = L_{S\,I} + \frac{L_{S\,II}}{n^2}\ .$$

При выводе формул (V-65) — (V-70) принято ряд приближений, основанных на том, что

$$L_{S\,I} L_{S\,II} \ll L_I\,(n^2 L_{S\,I} + L_{S\,II});$$

$$L_{S\,I}(r_н + r_{II}) + L_{S\,II}[(1+\mu)\,r_н + R_i + r_I] \ll n^2 L_I\,(R_i + r_a)\,(1 + K_{ср});$$

$$L_{S\,II} \ll L_I\,n\,(1+n);\quad r_{II} \ll \omega L_I\,n\,(1+n).$$

Коэффициент усиления каскада без учета обратной связи получим, если в левую часть уравнения (V-63) подставим вместо $\mu(\dot{U}-\dot{U}_2)$ выражение $\mu\dot{U}_c$ и решим получившееся уравнение совместно с (V-64) относительно $\frac{U_2}{U_c}$. Тогда

$$K = \frac{U_2}{U_c} = \frac{K_{ср}}{M'}, \qquad \text{(V-72)}$$

где M'—коэффициент частотных искажений каскада без обратной связи,

$$M' = \sqrt{1 + \left(\tau'_н \omega - \frac{1}{\tau'_н \omega}\right)^2}; \qquad \text{(V-73)}$$

$\tau'_н$ и $\tau'_в$—постоянные времени цепей без обратной связи,

$$\tau'_н = \frac{(R_i + r_a)\,n^2 L_I}{(R_i + r_I)\,(r_н + r_{II})}; \qquad \text{(V-74)}$$

$$\tau'_в = \frac{L_S}{R_i + r_a}. \qquad \text{(V-75)}$$

Обычно для реальных схем в знаменателе уравнения (V-70) $(R_i + r_I)\,(r_н + r_{II}) \gg r_н r_{II}\,(1+\mu)$. Поэтому

$$\tau_н \approx \frac{(R_i + r_a)\,(1 + K_{ср})\,n^2 L_I}{(R_i + r_I)\,(r_н + r_{II})}. \qquad \text{(V-70а)}$$

Из сопоставления выражения (V-70а) с (V-74) видим, что с введением обратной связи неравномерность частотной характеристики каскада в области низких частот

уменьшается вследствие увеличения постоянной времени $\tau_н = \tau'_н (1 + K_{ср})$. Из сопоставления же (V-71) с (V-75) видно, что $\tau'_в = \tau_в (1 + K_{ср})$. Таким образом, в рассматриваемой схеме наблюдается глубокая обратная связь по напряжению, которая уменьшает неравномерность частотной характеристики каскада в области низких и высоких частот.

Определим эффективное значение переменной составляющей тока, протекающего через лампу. Для этой цели в левую часть уравнения (V-63) подставляем вместо $\mu(\dot{U} - \dot{U}_2)$ выражение $\mu \dot{U}_c$ и решаем получившееся уравнение совместно с (V-64) относительно I_1. Тогда, принимая во внимание, что $L_{S\,II} \ll n^2 L_I$, получим

$$I_1 \approx \mu U_c \sqrt{\frac{(r_н + r_{II})^2 + (\omega n^2 L_I)^2}{[(R_i + r_I)(r_н + r_{II}) - \omega^2 n^2 L_I L_S]^2 + (\omega n^2 L_I)^2 (R_i + r_a)^2}}. \qquad (V\text{-}76)$$

На средней частоте $\omega'_{ср}$ выражение $(R_i + r_I)(r_н + r_{II}) - (\omega'_{ср})^2 n^2 L_I L_S = 0$, а $(r_н + r_{II})^2 \ll (\omega'_{ср} n^2 L_I)^2$. Поэтому эффективное значение переменной составляющей тока на средней частоте

$$I_{1\,ср} \approx \frac{\mu U_c}{R_i + r_a}, \qquad (V\text{-}77)$$

где r_a определяется с помощью формулы (V-68) и является нагрузочным анодным сопротивлением лампы на средней частоте.

Следует отметить, что $\omega_{ср}$ — средняя частота схемы при обратной связи — определяется из условия $M = 1$, а $\omega'_{ср}$ — средняя частота схемы без обратной связи — из условия, что $M' = 1$. В обычных схемах $r_н \gg r_{II}$ и $R_i \gg r_I$. Учитывая это, с помощью выражений (V-69) — (V-71), (V-74) и (V-75) можно доказать, что $\omega'_{ср} \approx \omega_{ср}$.

Входная емкость и выходное сопротивление каскада. На основании рис. 94, *а* составлена эквивалентная схема (рис. 95) для определения входной емкости каскада с анодно-катодной нагрузкой. На рисунке $C_{с.к}$, $C_{с.а}$ и

$C_{а.к}$ — емкости между сеткой и катодом, сеткой и анодом, анодом и катодом. Из эквивалентной схемы видно, что входная проводимость каскада

$$Y = \frac{\dot{I}_{с.к} + \dot{I}_{с.а}}{\dot{U}}, \qquad \text{(V-78)}$$

причем

$$\dot{I}_{с.к} = j\omega C_{с.к}(\dot{U} - \dot{U}_2); \qquad \text{(V-79)}$$

$$\dot{I}_{с.а} = j\omega C_{с.а}(\dot{U} + \dot{U}_1); \qquad \text{(V-80)}$$

$$\dot{U}_2 = \tilde{K}_{св}\dot{U}. \qquad \text{(V-81)}$$

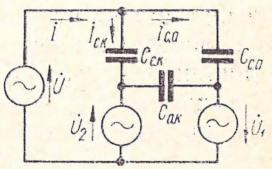


Рис. 95. Эквивалентная схема для определения входной емкости оконечного каскада (рис. 92).

Из выражений (V-79) и (V-81) следует, что

$$\dot{I}_{с.к} = j\omega C_{с.к}(1 - \tilde{K}_{св})\dot{U}. \qquad \text{(V-82)}$$

Исследуемый каскад вносит небольшие частотные искажения в области высоких частот. Поэтому полагаем, что $\tilde{K}_{св} \approx K_{св.ср}$, $\dot{I}_1 \approx I_{1\,ср}$ и $\dot{U} \approx (1 + K_{ср})\dot{U}_с$. Тогда

$$\dot{I}_{с.к} = j\omega C_{с.к}(1 - K_{св.ср})\dot{U}. \qquad \text{(V-82а)}$$

Для нахождения $\dot{I}_{с.а}$ необходимо определить $\dot{U}_1$. Из рис. 94, *в* видно, что

$$\dot{U}_1 = \mu(\dot{U} - \dot{U}_2) - \dot{U}_2 - R_i\dot{I}_1. \qquad \text{(V-83)}$$

Учитывая принятые выше допущения, а также выражения (V-79), (V-77) и (V-66), после преобразований находим

$$\dot{I}_{с.а} \approx j\omega C_{с.а}\frac{1 + K_а}{1 + K_{ср}}\dot{U}, \qquad \text{(V-84)}$$

где $K_а$ — коэффициент усиления каскада с анодной нагрузкой по анодной цепи на средней частоте

$$K_а = \frac{\mu r_а}{R_i + r_а}. \qquad \text{(V-85)}$$

Принимая во внимание выражения (V-78), (V-82а) и (V-84), определяем входную емкость каскада с анодно-катодной нагрузкой

$$C_{вх} = C_{с.к}(1 - K_{св.\,ср}) + C_{с.\,а}\frac{1 + K_а}{1 + K_{ср}}. \quad (V\text{-}86)$$

Отсюда видно, что исследуемая схема усилителя обладает свойствами каскада с катодной нагрузкой и каскада с анодной нагрузкой. Действительно, при определении $C_{вх}$ емкость $C_{с.\,к}$ умножается на $(1 - K_{св.\,ср})$, так же как и в каскаде с катодной нагрузкой, емкость же $C_{с.\,а}$ умножается на $\frac{1 + K_а}{1 + K_{ср}}$, подобно тому как в каскаде с анодной нагрузкой, охваченном последовательной обратной связью по напряжению, глубина которой равна $1 + K_{ср}$.

Для определения выходного сопротивления на средней частоте используем формулу (V-67). Если подставить в (V-67) значение $r_а$, определяющееся выражением (V-68), и выполнить несложные преобразования, то получим

$$K_{ср} = \frac{n}{n + 1} \cdot \frac{\mu r_н}{r_н + r_i'}, \quad (V\text{-}87)$$

где r_i' —выходное сопротивление каскада без учета обратной связи,

$$r_i' = \frac{n^2}{(1 + n)^2}\left(R_i + r_1 + \frac{r_{11}}{n^2}\right). \quad (V\text{-}88)$$

Тогда коэффициент усиления на средней частоте при наличии обратной связи

$$K_{св.\,ср} = \frac{K_{ср}}{1 + K_{ср}} = \frac{n}{1 + n} \cdot \frac{\dfrac{\mu}{1 + \dfrac{n}{1 + n}\mu} r_н}{r_н + \dfrac{r_i'}{1 + \dfrac{n}{1 + n}\mu}}. \quad (V\text{-}89)$$

Из выражения (V-89) видно, что выходное сопротивление каскада при наличии обратной связи

$$r_i = \frac{r_i'}{1 + \frac{n}{1+n}\mu}, \qquad \text{(V-90)}$$

т .е. при введении обратной связи выходное сопротивление каскада уменьшается в $1 + \frac{n}{1+n}\mu$ раз.

Порядок расчета каскада. Исходными данными для расчета являются: нагрузочное сопротивление $r_н$, ток записи I_2 или мощность на нагрузке $P_н$, допустимый коэффициент гармоник γ, рабочий диапазон частот $f_н \div f_в$, допустимые коэффициенты частотных искажений на граничных частотах $M_н$ и $M_в$.

Каскад рассчитываем в следующем порядке.

1. Известными методами (так же, как это делается при расчете обычного однотактного каскада с анодной нагрузкой) по колебательной мощности, которую должна обеспечить лампа,

$$P_л = \frac{P_н}{\eta_т} = \frac{I_2^2 r_н}{\eta_т} \qquad \text{(V-91)}$$

выбираем тип лампы и величину оптимального нагрузочного сопротивления. К. п. д. трансформатора $\eta_т$ следует выбирать в пределах 0,8—0,95 *.

---

* При расчете выходных трансформаторов малой мощности обычно принимают $\eta_т = 0{,}75 \div 0{,}85$ [42]. В рассматриваемой схеме применяются лампы с относительно большим R_i и при указанных значениях $\eta_т$ диаметр провода первичной обмотки получается порядка 0,03 *мм*. К частотным характеристикам усилителей современных магнитофонов предъявляются очень высокие требования. Для того, чтобы частотная характеристика практически не зависела от величины сигнала, коэффициент частотных искажений на нижней граничной частоте не должен превышать 1 *дб*. При этом величина L_1 достигает десятков генри. Из несложных расчетов видно, что при $\eta_т = 0{,}8$ величина L_1 получается в 1,5—2 раза больше, чем при $\eta_т = 1$.

Учитывая сказанное выше, следует принимать $\eta_т = 0{,}8 \div 0{,}95$. При таких значениях $\eta_т$ трансформатор получается достаточно малым, а диаметр провода первичной обмотки бывает порядка 0,05—0,07 *мм*.

2. К. п. д. трансформатора

$$\eta_{т} = \left(\frac{1+n}{n}\right)^2 \frac{r_н}{r_а} . \qquad \text{(V-92)}$$

Решив это уравнение относительно n, получим расчетную формулу

$$n = \frac{1 + \sqrt{\eta_{т} \frac{r_а}{r_н}}}{\eta_{т} \frac{r_а}{r_н} - 1} , \qquad \text{(V-93)}$$

по которой определяем коэффициент трансформации.

3. Находим коэффициент усиления каскада на средней частоте без учета обратной связи по формуле (V-67).

4. Вычисляем амплитуду напряжения $U_{m\,с}$, которую нужно подвести между сеткой и катодом лампы для получения тока I_2 или мощности $P_н$, по формуле

$$U_{m\,с} = \frac{\sqrt{2}\, r_н I_2}{K_{ср}} , \qquad \text{(V-94)}$$

полученной при решении уравнения $I_2 = \frac{U_2}{r_н} = \frac{K_{ср} U}{r_н}$ относительно $U_с$.

5. Обычным способом с помощью семейства анодных характеристик лампы определяем коэффициент гармоник каскада без обратной связи и затем коэффициент гармоник при наличии обратной связи

$$\gamma = \frac{\gamma'}{1 + K_{ср}} . \qquad \text{(V-95)}$$

6. Находим амплитуду напряжения сигнала U_m, которую необходимо подвести ко входу каскада,

$$U_m = U_{m\,с}(1 + K_{ср}). \qquad \text{(V-96)}$$

7. Определяем сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора по формулам:

$$r_I = \frac{(1+n)^2}{2n^2}\left(\frac{1}{\eta_{т}} - 1\right) r_н \text{ и } r_{II} = n^2 r_I , \qquad \text{(V-97)}$$

выведенным из (V-92), (V-68) при учете того, что $r_{\text{I}} = \frac{r_{\text{II}}}{n^2}$.

8. По заданному коэффициенту частотных искажений на низшей граничной частоте $M_{\text{н}}$ определяем индуктивность первичной обмотки трансформатора по формуле

$$L_{\text{I}} \geqslant \frac{(R_i + r_{\text{I}})(r_{\text{н}} + r_{\text{II}}) + r_{\text{н}} r_{\text{II}} (1 + \mu)}{n^2 (R_i + r_{\text{a}})(1 + K_{\text{ср}})} \cdot \frac{1}{\omega_{\text{н}} \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}}, \quad \text{(V-98)}$$

выведенной из выражений (V-69) и (V-70).

9. По заданному $M_{\text{в}}$ — коэффициенту частотных искажений на верхней граничной частоте — находим величину допустимой индуктивности рассеяния трансформатора

$$L_S \leqslant (1 + K_{\text{ср}})(R_i + r_{\text{a}}) \frac{1}{\omega_{\text{в}}} \sqrt{M_{\text{в}}^2 - 1}. \quad \text{(V-99)}$$

Формула (V-99) получена при совместном решении (V-69) и (V-71) относительно L_S.

10. Определяем коэффициент усиления каскада на средней частоте при учете обратной связи по формуле (V-66).

11. Находим входную емкость каскада с помощью выражения (V-86).

Пример. Рассчитать электрические данные оконечного каскада усилителя для магнитной записи звука, схема которого представлена на рис. 92. Технические требования и условия работы каскада следующие:

а) диапазон частот 50—10 000 *гц*;

б) неравномерность усиления на граничных частотах не должна превышать $\pm 1{,}5$ *дб*;

в) каскад должен работать на записывающую магнитную головку, у которой индуктивность $L_{\text{г}} = 7$ *мгн* и активное сопротивление $r_{\text{г}} = 2{,}5$ *ом*;

г) катушка фильтр-пробки имеет индуктивность $L_{\text{ф}} = 1{,}5$ *мгн* и активное сопротивление $r_{\text{ф}} = 10$ *ом*;

д) величина номинального тока записи $I_2 = 3$ *ма*;

е) в усилителе должны быть применены лампы пальчиковой серии.

I. Расчет нагрузочного сопротивления усилителя

1. Активное сопротивление корректирующей цепочки

$$r = 4{,}2 (L_{\text{г}} + L_{\text{ф}}) f_{\text{в}} = 4{,}2 (7 \cdot 10^{-3} + 1{,}5 \cdot 10^{-3}) 10^4 \approx 360 \text{ ом}.$$

2. Нагрузочное сопротивление каскада

$$r_н = r + r_г + r_ф = 360 + 2{,}5 + 10 \approx 370 \text{ ом}.$$

3. Емкость конденсатора корректирующей цепочки

$$C = \frac{0{,}034}{(L_г + L_ф) f_в^2} = \frac{0{,}034}{(7 \cdot 10^{-3} + 1{,}5 \cdot 10^{-3}) 10^8} \approx 0{,}04 \text{ мкф}.$$

II. Расчет каскада

1. Принимаем к. п. д. трансформатора $\eta_т = 0{,}95$. Тогда лампа должна обеспечить колебательную мощность

$$P_л = \frac{I_2^2 r_н}{\eta_т} = \frac{3^2 \cdot 10^{-6} \cdot 370}{0{,}95} \approx 3{,}5 \text{ мвт}.$$

Такую мощность может отдать один триод лампы типа 6Н2П при клирфакторе $\gamma' \leqslant 1\%$. Режим работы лампы: напряжение на аноде $E_а = 200$ *в*, напряжение смещения $E_с = -1{,}5$ *в*, ток покоя $I_{а0} = 1{,}25$ *ма*, амплитуда напряжения возбуждения $U_{m\,с} \approx 0{,}5$ *в*. При этом нагрузочное сопротивление $r_а = 150$ *ком* и параметры в рабочей точке $\mu = 100$ и $R_i = 51$ *ком*. Междуэлектродные емкости лампы $C_{с.\,к} = 2{,}25$ *пф* и $C_{с.\,а} = 0{,}7$ *пф*.

2. Коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \frac{1 + \sqrt{\eta_т \frac{r_а}{r_н}}}{\eta_т \frac{r_а}{r_н} - 1} = \frac{1 + \sqrt{0{,}95 \frac{150 \cdot 10^3}{370}}}{0{,}95 \frac{150 \cdot 10^3}{370} - 1} = 0{,}054.$$

3. Коэффициент усиления каскада на средней частоте без учета действия отрицательной обратной связи

$$K_{ср} = \frac{1 + n}{n} \cdot \frac{\mu r_н}{R_i + r_а} = \frac{1 + 0{,}054}{0{,}054} \cdot \frac{100 \cdot 370}{51 \cdot 10^3 + 150 \cdot 10^3} = 3{,}61.$$

4. Клирфактор при учете действия обратной связи

$$\gamma = \frac{\gamma'}{1 + K_{ср}} \approx \frac{0{,}01}{1 + 3{,}61} = 0{,}0022,$$

т. е. 0,22%.

5. Амплитуда напряжения сигнала на входе оконечного каскада

$$U_m = (1 + K_{ср}) U_{m\,с} = (1 + 3{,}61) 0{,}5 \approx 2{,}3 \text{ в}.$$

6. Сопротивление первичной обмотки трансформатора

$$r_1 = \frac{1}{2}\left(\frac{1+n}{n}\right)^2\left(\frac{1}{\eta_T}-1\right)r_н =$$

$$= \frac{1}{2}\left(\frac{1+0{,}054}{0{,}054}\right)^2\left(\frac{1}{0{,}95}-1\right)370 = 3{,}25 \text{ ком}$$

и вторичной

$$r_{11} = n^2 r_1 = 0{,}054^2 \cdot 3{,}25 \cdot 10^3 = 9{,}5 \text{ ом}.$$

7. Согласно заданию неравномерность частотной характеристики на нижней граничной частоте диапазона $f_н = 50$ *гц* не должна превышать 1,5 *дб*, что соответствует коэффициенту частотных искажений $M_н = 1{,}19$. Учитывая это, индуктивность первичной обмотки трансформатора должна быть

$$L_1 \geqslant \frac{(R_i + r_1)(r_н + r_{11}) + r_н r_{11}(1+\mu)}{n^2(R_i + r_а)(1 + K_{ср})} \cdot \frac{1}{\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1}} =$$

$$= \frac{(51 \cdot 10^3 + 3{,}25 \cdot 10^3)(370 + 9{,}5) + 370 \cdot 9{,}5\,(1+100)}{0{,}054^2\,(51 \cdot 10^3 + 150 \cdot 10^3)(1 + 3{,}61)} \times$$

$$\times \frac{1}{2\pi \cdot 50 \sqrt{1{,}19^2 - 1}} = 39 \text{ гн}.$$

8. Неравномерность частотной характеристики на верхней граничной частоте $f_в = 10$ *кгц* не должна превышать 1,5 *дб*. При расчете допустимой величины индуктивности рассеяния выходного трансформатора необходимо учесть, что величина нагрузочного сопротивления $r_н$ только в первом приближении не зависит от частоты. В действительности при частоте $f_в$ величина $r_н$, рассчитанная по формуле (V-61б), меньше номинала в 1,14 раза, в результате чего немного увеличивается спад частотной характеристики. Поэтому принимаем допустимое значение неравномерности для каскада не 1,5 *дб*, а 0,5 *дб*, что соответствует коэффициенту частотных искажений $M_в = 1{,}06$. Тогда допустимая величина индуктивности рассеяния трансформатора

$$L_S \leqslant (1 + K_{ср})(R_i + r_а)\frac{1}{\omega_в}\sqrt{M_в^2 - 1} =$$

$$= (1 + 3{,}61)(51 \cdot 10^3 + 150 \cdot 10^3)\frac{1}{2\pi \cdot 10^4}\sqrt{1{,}06^2 - 1} \approx 5{,}1 \text{ гн}.$$

При этом коэффициент рассеяния трансформатора $\sigma = \frac{L_S}{L_1} = \frac{5{,}1}{39} \approx$

$\approx 0{,}13$. Обычно трансформаторы с несекционированными обмотками имеют $\sigma = 0{,}007 \div 0{,}01$ и реальная величина $L_S \approx 0{,}04$ *гн*. Поэтому коэффициент частотных искажений, выраженный в децибелах, практически равен нулю, что можно проверить с помощью выражений (V-69) и (V-71).

9. Коэффициент усиления каскада на средней частоте при учете действия обратной связи

$$K_{\text{св. ср}} = \frac{K_{\text{ср}}}{1 + K_{\text{ср}}} = \frac{3{,}61}{1 + 3{,}61} = 0{,}784.$$

10. Коэффициент усиления каскада по анодной цепи

$$K_a = \frac{\mu r_a}{R_l + r_a} = \frac{100 \cdot 150 \cdot 10^3}{51 \cdot 10^3 + 150 \cdot 10^3} \approx 75.$$

11. Входная емкость каскада

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{с. к}}(1 - K_{\text{св. ср}}) + C_{\text{с. а}} \frac{1 + K_a}{1 + K_{\text{ср}}} =$$

$$= 2{,}25 \cdot 10^{-12}(1 - 0{,}784) + 0{,}7 \cdot 10^{-12} \frac{1 + 75}{1 + 3{,}61} \approx 12 \text{ } \textit{пф}.$$

На этом расчет электрических данных оконечного каскада можно считать законченным.

КАСКОДНАЯ СХЕМА С БОЛЬШИМ КОЭФФИЦИЕНТОМ УСИЛЕНИЯ

Коэффициент усиления, собственные шумы. В последние годы различные схемы каскодных усилителей с успехом применяют для усиления сигналов звуковых частот. Ниже кратко описана схема каскодного усилителя (рис. 96, *а*) *, применяя которую можно получить коэффициент усиления порядка 50—60 *дб* [22, 28]. Это очень ценное свойство для схем корректирующих цепей с комплексными обратными связями, где для получения глубоких коррекций требуются большие коэффициенты усиления (см., например, § 20). Схема на рис. 96, *а* имеет и другие преимущества, свойственные каскодным схемам, — низкий уровень собственных шумов, определяющийся в основном первым триодом, и малую входную емкость.

На рис. 96, *б* представлена эквивалентная схема для переменного тока, составленная для средних частот. На схеме приняты такие обозначения: μ, μ_2, R_i и R_{i2} — статические коэффициенты усиления и внутренние сопротивления переменному току для первой и второй ламп, $r_а = R_{а.\,с}^{=}$ — нагрузочное сопротивление в цепи анода второй лампы для переменного тока средней частоты.

Для анализа схемы в области средних частот составляем следующие уравнения:

$$\mu U_с = R_{i\,к.\,д} I_1 - R_д I_2;$$

$$\mu_2 U_{с2} = (R_{i2} + R_д + r_а) I_2 - R_д I_1;$$

* На схеме рис. 96, *а* у второй лампы фиксированное смещение. днако можно применить и автоматическое катодное смещение.

$$U_c = U_1 - R_к I_1;$$

$$U_{c2} = R_1 (I_1 - I_2);$$

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{r_a I_2}{U_1}.$$

Решив их относительно коэффициента усиления, получаем

$$K = \frac{\mu (1 + \mu_2)}{\left(1 + \frac{R_i}{R_д}\right)\left(1 + \frac{R_{i2}}{r_a}\right) + (1 + \mu_2)\frac{R_i}{r_a} + \\ + (1 + \mu)\left[\left(1 + \frac{R_{i2}}{r_a}\right)\frac{1}{R_д} + (1 + \mu_2)\frac{1}{r_a}\right] R_к}. \quad (П\text{-}1)$$

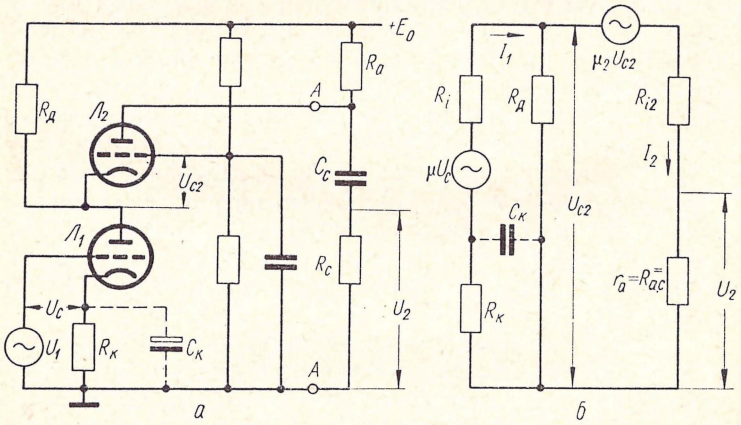


Рис. 96. Схема каскодного усилителя с дополнительным сопротивлением $R_д$:

а — принципиальная; *б* — эквивалентная для средних частот.

У простого каскодного усилителя $R_д$ отсутствует. Поэтому, полагая $R_д = \infty$, находим формулу для коэффициента усиления простого каскодного усилителя

$$K_п = \frac{\mu (1 + \mu_2)}{1 + \frac{R_{i2}}{r_a} + (1 + \mu_2)\frac{R_i}{r_a} + (1 + \mu)(1 + \mu_2)\frac{R_к}{r_a}}. \quad (П\text{-}2)$$

По сравнению с простым каскодным усилителем схема на рис. 96, *а* имеет в несколько раз больший коэффициент усиления при том же значении напряжения источника анодного питания. Возрастание коэффициента усиления связано с тем, что, включая сопротивление $R_д$, можно существенно изменить режим работы первой лампы. При этом увеличивается постоянная составляющая анодного тока первой лампы I_{a0}, вследствие чего заметно уменьшается ее внутреннее сопротивление R_i. Вторая лампа схемы включена по схеме с общей сеткой и, как известно, имеет малое входное сопротивление, являющееся нагрузкой первой лампы. Таким образом, первая лампа работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания. Поэтому усиление сигнала, создаваемое в схеме первой лампой, практически обратно пропорционально ее внутреннему сопротивлению, т. е. увеличивается во столько же раз, во сколько уменьшается внутреннее сопротивление. В то же время вторая лампа схемы на рис. 96, *а*, усиливающая в схеме с общей сеткой, может работать при малой постоянной составляющей анодного тока, иметь относительно большое нагрузочное сопротивление и высокий коэффициент усиления.

Кроме того, при большом значении постоянной составляющей анодного тока первой лампы требуется меньшая величина катодного сопротивления автоматического смещения $R_к$, что уменьшает третий член знаменателя выражения (П-1) по сравнению с третьим членом знаменателя (П-2).

Свойства простой схемы каскодного усилителя и схемы с дополнительным сопротивлением $R_д$ проиллюстрируем численным примером.

Пример. Пусть задано напряжение источника анодного питания $E_0 = 280$ *в*, лампа типа 6Н2П и сопротивление утечки сетки $R_c = 1$ *Мом*.

Простая каскодная схема. Полагаем, что оба триода имеют одинаковый режим работы по постоянному току, определяющийся следующими величинами: постоянной составляющей анодного тока $I_{a0} = 0{,}3$ *ма*, напряжением смещения $E_c = -1$ *в*, анодным напряжением $E_a = 80$ *в*. В данном режиме параметры лампы в рабочей точке имеют такие значения: $\mu = 84$, $R_i = 105$ *ком*, $S = 0{,}8$ *ма/в*. Вычисляем сопротивления анодной нагрузки второй лампы для постоянного тока

$$R_a = \frac{E_0 - 2E_a - |E_c|}{I_{a0}} = \frac{280 - 160 - 1}{0{,}3 \cdot 10^{-3}} \approx 400 \text{ ком}$$

и для переменного тока на средних частотах

$$r_a = \frac{R_a R_c}{R_a + R_c} = \frac{4 \cdot 10^5 \cdot 10^6}{4 \cdot 10^5 + 10^6} = 286 \text{ ком},$$

а также катодное сопротивление автоматического смещения первой лампы

$$R_к = \frac{|E_c|}{I_{a0}} = \frac{1}{0{,}3 \cdot 10^{-3}} \approx 3{,}3 \text{ ком}.$$

Поскольку в данном примере $\mu = \mu_2$ и $R_i = R_{i2}$, то формула (П-2) упростится и коэффициент усиления на средней частоте

$$K_п = \frac{\mu(1+\mu)}{1 + (2+\mu)\frac{R_i}{r_a} + (1+\mu)^2 \frac{R_к}{r_a}} =$$

$$= \frac{84(1+84)}{1 + (2+84)\frac{105 \cdot 10^3}{286 \cdot 10^3} + (1+84)^2 \frac{3{,}3 \cdot 10^3}{286 \cdot 10^3}} = 62.$$

Если сопротивление $R_к$ зашунтировано достаточно большой емкостью, то обратная связь по току отсутствует и коэффициент усиления возрастает. В этом случае следует полагать $R_к = 0$, так как на нем не будет падения напряжения по переменному току. Тогда, как это легко вычислить, $K_п = 219$.

Схема с дополнительным сопротивлением $R_д$. Пусть второй триод схемы работает в таком же режиме по постоянному току, как триоды в рассмотренной выше простой схеме. Полагаем, что режим первого триода определяется следующими величинами: $I_{a0} = 1{,}5$ *ма*, $E_c = -0{,}5$ *в*, $E_a = 110$ *в*. Тогда параметры первого триода в рабочей точке: $\mu = 104$, $R_i = 39$ *ком* и $S \approx 2{,}7$ *ма/в*.

Вычисляем сопротивления:

$$R_a = \frac{E_0 - E_a - E_{a2} - |E_c|}{I_{a02}} = \frac{280 - 110 - 80 - 0{,}5}{0{,}3 \cdot 10^{-3}} \approx 300 \text{ ком};$$

$$r_a = \frac{R_a R_c}{R_a + R_c} = \frac{3 \cdot 10^5 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^5 + 10^6} = 231 \text{ ком};$$

$$R_д = \frac{E_0 - E_a - |E_c|}{I_{a0} - I_{a02}} = \frac{280 - 110 - 0{,}5}{1{,}5 \cdot 10^{-3} - 0{,}3 \cdot 10^{-3}} \approx 142 \text{ ком};$$

$$R_к = \frac{|E_c|}{I_{a0}} = \frac{0{,}5}{1{,}5 \cdot 10^{-3}} = 333 \text{ ом}.$$

Подставив данные в формулу (П-1), получим

$$K = \frac{104\,(1+84)}{\left(1+\frac{39\cdot 10^3}{142\cdot 10^3}\right)\left(1+\frac{105\cdot 10^3}{231\cdot 10^3}\right)+(1+84)\frac{39\cdot 10^3}{231\cdot 10^3}+}$$

$$+\frac{}{+(1+104)\left[\left(1+\frac{105\cdot 10^3}{231\cdot 10^3}\right)\frac{1}{142\cdot 10^3}+(1+84)\frac{1}{231\cdot 10^3}\right]333} =$$

$$= 328.$$

В случае же отсутствия обратной связи по току за счет сопротивления $R_к$ коэффициент усиления $K=545$, т. е. 54,7 *дб*.

Таким образом, при обратной связи по току схема с дополнительным сопротивлением имеет коэффициент усиления в 5,3 раза больше, чем простая схема каскодного усилителя, а при сопротивлении $R_к$, зашунтированном большой емкостью (без обратной связи по току), примерно в 2,5 раза больше. Кроме того, следует отметить, что при указанном выигрыше усиления в схеме с дополнительным сопротивлением $R_д$ сопротивление анодной нагрузки по постоянному току на 100 *ком* меньше, чем у простой схемы.

Основным источником собственных шумов в каскодной схеме является первый триод. У триода уровень шума, порождаемый дробовым эффектом, характеризуется шумовым сопротивлением, величина которого, согласно известному выражению $R_ш = \frac{2{,}5 \div 3}{S}$, обратно пропорциональна его крутизне. Схема на рис. 96, *а* в этом отношении превосходит простую каскодную, поскольку крутизна первой лампы в схеме с добавочным сопротивлением в несколько раз больше, чем у обычной каскодной (если судить по данным примера, то примерно в 3,5 раза).

Параметры эквивалентной лампы. Преобразовав выражение (П-1), получим формулу

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\mu_э r_a}{R_{i\,э} + r_a}, \qquad (П\text{-}3)$$

свидетельствующую о том, что часть схемы на рис. 96, *а*, лежащая левее точек *АА*, может быть заменена электронной лампой, эквивалентные параметры которой описываются выражениями:

статический коэффициент усиления

$$\mu_э = \frac{\mu\,(1+\mu_2)\,R_д}{R_{ii}+R_д}\,, \qquad (П\text{-}4)$$

внутреннее сопротивление переменному току

$$R_{i\,э} = \frac{R_{ii}\,R_{ii2}+R_д\,R_{i2}}{R_{ii}+R_д} \qquad (П\text{-}5)$$

и крутизна

$$S_э = \frac{\mu\,(1+\mu_2)\,R_д}{R_{ii}\,R_{ii2}+R_д\,R_{i2}}\,. \qquad (П\text{-}6)$$

В данных выражениях

$$R_{ii} = R_i + (1+\mu)\,R_к\,; \qquad (П\text{-}7)$$

$$R_{ii2} = R_{i2} + (1+\mu_2)\,R_д\,. \qquad (П\text{-}8)$$

Когда катодное сопротивление $R_к$ зашунтировано большой емкостью $C_к$, выражения упрощаются и имеют такой вид:

$$\mu_э = \mu\,(1+\mu_2)\,\frac{R_д}{R_{i\,д}}\,; \qquad (П\text{-}4а)$$

$$R_{i\,э} = (R_i\,R_{ii2}+R_д\,R_{i2})\,\frac{1}{R_{i\,д}}\,; \qquad (П\text{-}5а)$$

$$S_э = \frac{\mu\,(1+\mu_2)\,R_д}{R_i\,R_{ii2}+R_д\,R_{i2}}\,. \qquad (П\text{-}6а)$$

У простой схемы каскодного усилителя без добавочного сопротивления $R_д$ эквивалентные параметры определяются по формулам:

$$\mu_э = \mu\,(1+\mu_2)\,; \qquad (П\text{-}9)$$

$$R_{i\,э} = (1+\mu_2)\,R_{ii}+R_{i2} \approx (1+\mu_2)\,R_{ii}\,; \qquad (П\text{-}10)$$

$$S_э = \frac{\mu\,(1+\mu_2)}{(1+\mu_2)\,R_{ii}+R_{i2}} \approx \frac{\mu}{R_{ii}}\,, \qquad (П\text{-}11)$$

полученным из (П-4) — (П-8) путем подстановки $R_д = \infty$.

Если катодное сопротивление $R_к$ зашунтировано большой емкостью, то $\mu_э$ останется неизменным, а формулы (П-10) и (П-11) приобретают следующий вид:

$$R_{i\,э} = (1 + \mu_2)\, R_i + R_{i2}\,; \qquad \text{(П-10а)}$$

$$S_э = \frac{\mu\,(1 + \mu_2)}{(1 + \mu_2)\, R_i + R_{i2}}\,. \qquad \text{(П-11а)}$$

Входная емкость. Вторая лампа каскодного усилителя включена по схеме с общей сеткой. Из теории известно, что входное сопротивление такого усилителя на средних звуковых частотах

$$R_в = \frac{R_{i2} + r_а}{1 + \mu_2}\,. \qquad \text{(П-12)}$$

В простой схеме каскодного усилителя сопротивление $R_в$ является нагрузочным анодным сопротивлением первой лампы. В схеме же с дополнительным сопротивлением, как это следует из рис. 96, *а*, в анодной цепи нагружающим сопротивлением является $R_{в.\,д}^{=}$. Тогда усиление первой лампы в схеме с дополнительным сопротивлением

$$K_1 = \frac{\mu\, R_{в.\,д}^{=}}{R_{ii} + R_{в.\,д}^{=}}\,. \qquad \text{(П-13)}$$

Входная емкость схемы на рис. 96, *а* находится по аналогии с обычным реостатным каскадом по формуле

$$C_{вх} = C_{с.\,к} + C_{с.\,а}\,(1 + K_1), \qquad \text{(П-14)}$$

где $C_{с.\,к}$ — емкость между сеткой и катодом первого триода;

$C_{с.\,а}$ — емкость между сеткой и анодом.

Для простой схемы каскодного усилителя нужно подставить в формулу (П-14) вместо K_1 значение, определенное с помощью выражения

$$K_{1п} = \frac{\mu\, R_в}{R_{ii} + R_в}\,. \qquad \text{(П-15)}$$

Если в схемах $R_к$ зашунтировано большой емкостью, то вместо R_{ii} в формулы (П-13), или соответственно (П-15), следует подставить R_i.

У простой схемы усиление, создаваемое первой лампой, меньше, чем у схемы с дополнительным сопротивлением. Поэтому и входная емкость у нее меньше.

После расчетов, выполненных по данным приведенного выше примера, получены следующие результаты *. Для простой схемы при сопротивлении $R_к = 3{,}33$ *ком* входная емкость лампы $C_{вх} = 3{,}56$ *пф*, когда же $R_к$ зашунтировано большой емкостью (обратная связь по току отсутствует) $C_{вх} = 4{,}16$ *пф*. Для схемы с дополнительным сопротивлением при $R_к = 333$ *ом* $C_{вх} = 6{,}73$ *пф* и при отсутствии обратной связи по току первой лампы $C_{вх} = 8{,}78$ *пф*.

---

* У лампы типа 6Н2П $C_{с.к} = 2{,}25$ *пф* и $C_{с.а} = 0{,}7$ *пф*.

1. Андреев Ю. А., Кобак В. О., Двойные Т-образные мосты в избирательных усилителях, Судпромгиз, 1962.
2. Аполлонова Л. П., Шумова Н. Д., Механическая звукозапись, «Энергия», 1964.
3. Аскиназ и Г. Б., Станиславская И. Б., Исследование заметности частотных искажений, Инф. сб. «Исследование заметности искажений в радиовещательных каналах», Связьиздат, 1959.
4. Атабеков Г. И., Теория линейных электрических цепей, «Советское радио», 1960.
5. Атливаник Л. Я., Грусевич С. И., Корректирующие четырехполюсники, «Радиотехника», 1954, № 6.
6. Бургов В. А., Основы записи и воспроизведения звука, «Искусство», 1954.
7. Ваймбойм В. С., Пути увеличения динамического диапазона усилителя воспроизведения для высококачественного магнитофона, Труды ВНАИЗ, вып. 2, 1957.
8. Войшвилло Г. В., Методическое руководство по курсовому проектированию транзисторных усилителей звуковой частоты, ЛЭИС, 1964.
9. Войшвилло Г. В., Усилители низкой частоты на электронных лампах, Связьиздат, 1959.
10. Вольф В. М., К исследованию нелинейных искажений четырехполюсника сигналом сплошного спектра, ЖТФ, вып. 11, 1954.
11. Гарновский Н. Н., Теоретические основы электропроводной связи, ч. I, Связьиздат, 1956.
12. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н., Основы теории и расчета транзисторных схем, «Советское радио», 1963.
13. Горон И. Е., Корректирование амплитудно-частотных искажений, Связьиздат, 1963.
14. Горон И. Е., Принципы классификации качественных показателей, Инф. сб. «Исследование заметности искажений в радиовещательных каналах», Связьиздат, 1959.
15. Горон И. Е., Радиовещание, Связьиздат, 1944.
16. Корноухов П. В., Оконечный каскад с анодно-катодной нагрузкой, «Техника кино и телевидения», 1961, № 1.

17. Корольков В. Г., Электрические схемы магнитофонов, Госэнергоиздат, 1959.

18. Кризе С. Н., Усилители напряжения низкой частоты, Госэнергоиздат, 1953.

19. Кушманов И. В., К расчету схем коррекции широкополосных усилителей при помощи *RC*-цепей, «Радиотехника», 1955, № 9.

20. Ламповые усилители, т. II, «Советское радио», 1951.

21. Лишин Л. Г., Влияние формы частотной характеристики на шумы усилителя воспроизведения магнитофона, «Труды ВНИИРТ», 1(11), 1964.

22. Ложников А. П., Сонин Е. К., Каскодные усилители, Госэнергоиздат, 1961.

23. Методика испытания магнитофонов, «Труды ВНАИЗ», вып. 4, 1958.

24. Николаенко Н. С., Температурная стабилизация и компенсация полупроводниковых усилителей, Сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 9, «Советское радио», 1960.

25. Николаенко Н. С., Усилитель на полупроводниковых триодах с непосредственной связью, «Радиотехника», 1958, № 2.

26. Нюренберг В. А., Основы техники проводного вещания, «Связь», 1964.

27. Пахомов Ю. Д., Зарубежные магнитофоны, Госэнергоиздат, 1961.

28. Петин Г. П., Каскодный усилитель с повышенным коэффициентом усиления, «Радиотехника», 1960, № 9.

29. Раковский В. В., Измерения в аппаратуре записи звука кинофильмов, «Искусство», 1962.

30. Ризкин А. А., Избирательные *RC*-цепи, «Радиотехника», 1955, № 5.

31. Ризкин А. А., Основы теории усилительных схем, «Советское радио», 1958.

32. Ризкин А. А., Полупроводниковые усилители, Связьиздат, 1962.

33. Сааков Э. О., Теория и расчет избирательных *RC*-систем, Госэнергоиздат, 1954.

34. Свечников С. В., Петренко А. И., К расчету избирательного усилителя низкой частоты с двойным Т-образным мостом в цепи обратной связи, «Радиотехника», 1959, № 8.

35. Сигорский В. П., Общая теория четырехполюсника, Изд-во АН УССР, 1955.

36. Сорри Э. А., Отношение сигнал/шум в тракте воспроизведения магнитной записи, «Техника кино и телевидения», 1962, № 6.

37. Сорри Э. А., Сравнительные характеристики входных цепей по отношению сигнал/шум при различных методах коррекции частотных характеристик, «Техника кино и телевидения», 1962, № 7.

38. Справочник по радиотехнике, Госэнергоиздат, 1950.

39. Станиславская И. В., Исследование заметности ограничения частотного диапазона, Инф. сб. «Исследование заметности искажений в радиовещательных каналах», Связьиздат, 1959.

40. Техника магнитной записи, пер. с нем., Изд. иностр. лит., 1962.

41. Цукасов М. В., Авторское свидетельство № 98003 с приоритетом от 1 февраля 1951.

42. Цыкин Г. С., Трансформаторы низкой частоты, Связьиздат, 1950.
43. Цыкин Г. С., Электронные усилители, Связьиздат, 1960.
44. Ши Р. Ф., Усилители звуковой частоты на полупроводниковых триодах, Изд. иностр. лит., 1957.
45. Штейн В. М., О расчете линейных предыскажающих и корректирующих устройств, «Радиотехника», 1956, № 2.
46. Crowhurst N. H., Equalizer design, Audio, № 8, № 9, 1957.
47. Crowhurst N. H., The prediction of audio-frequency responce, Electronic Engineering, № 11, 1951, № 1, № 5, № 7, 1952.
48. Evans D. A., Increasing the input impedanse in trasistor amplifiers, Electronic Ind., № 3, 1959.
49. Gilbert R. L. G., An analogue-didital converter with long life, Journ. Brit. Inst. Radio Eng., v. 20, № 7, 1960.
50. Nottebohm H., Das Rauschen einer Verstäkerstufe mit Spannungs-gegenkopplung, Electronische Rundschau, № 3, 1956.
51. Schmidbauer O., Neue Magnettonverstärker, Mitteilungen PTY, № 8, 1951.
52. Schmiedekind L., Magnettonverstärker. Radio und Fernsehen, Teil 1 und Teil 2, № 2, 1958.
53. Scott H. H., Dynamic suppression of phonograph record noise, Electronics, № 12, 1946.
54. Scott H. H., Dynamic noise suppression, Electronics, № 12, 1947.

Предисловие 3

Глава I. Общие сведения о частотной коррекции

§ 1. Основные определения 5
§ 2. Требования к форме частотной характеристики 24
§ 3. Место включения в усилителе цепи, выполняющей глубокую коррекцию 43

Глава II. Пассивные корректирующие цепи с одним реактивным двухполюсником

§ 4. Основные свойства частотно-эквивалентных схем 48
§ 5. Ступенчатые цепи 54
§ 6. Цепи с резонансным пиком или провалом 74
§ 7. Выравнивающие четырехполюсники 86
§ 8. Регуляторы тембра 102

Глава III. Ламповые корректирующие цепи с одним реактивным двухполюсником

§ 9. Принятые допущения, понятие о комбинированных цепях 119
§ 10. Схемы с реактивным двухполюсником в параллельном плече 123
§ 11. Схемы с реактивным двухполюсником в последовательном плече 141
§ 12. Входные емкости ламповых ступенчатых цепей 156
§ 13. Сравнительная оценка схем 160

§ 14. Пример расчета ламповой комбинированной корректирующей цепи 165

Глава IV. Корректирующие цепи в транзисторных усилителях

§ 15. Эквивалентная схема транзисторного усилителя 169
§ 16. Влияние обратной связи на свойства транзисторного корректирующего каскада 182
§ 17. Расчет корректирующих цепей 189
§ 18. Пример расчета комбинированной корректирующей цепи в транзисторном усилителе 195

Глава V. Примеры сложных корректирующих цепей

§ 19. Схема двухкаскадного воспроизводящего усилителя 203
§ 20. Воспроизводящий усилитель с обратной связью на входную цепь 214
§ 21. Оконечный каскад с анодно-катодной нагрузкой усилителя магнитной записи звука 235
Приложение. Каскодная схема с большим коэффициентом усиления 253
Литература 261

Петр Васильевич Корноухов, канд. техн. наук

Корректирующие цепи усилителей звуковой частоты

Редактор издательства инж. *Л. О. Полянская*
Художественный редактор *Б. В. Валуенко*
Переплет художника *А. Г. Комяхова*
Технический редактор *Л. Ф. Курышева, Е. Т. Бабич*
Корректор *Я. А. Аронис*

Сдано в набор 3. V. 1965 г. Подписано к печати 27. VIII. 1965 г. Формат бумаги 84×108$^{1}/_{32}$. Объем: 8,375 физ. л., 14,07 усл. л., 12,44 уч.-изд. л. Тираж 6500. Зак. № 772. БФ 04026. Цена 77 коп. ТП — 1965 — поз. 53.

Издательство «Техніка», Київ, 4, Пушкинская, 28.

Книжная типография № 6 Государственного комитета Совета Министров УССР по печати, Київ, Выборгская, 84.

ИЗДАТЕЛЬСТВО „ТЕХНІКА“ ВЫПУСКАЕТ В 1965 г. ДЛЯ РАБОТНИКОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ СЛЕДУЮЩИЕ КНИГИ:

КРИКСУНОВ Л. З. — **Оптичні квантові генератори.**

Мова українська, 10 др. арк., ціна 70 коп.

ТАРАНЕНКО З. И. — **Замедляющие устройства.**

Язык русский, 18 печ. лист., цена 1 руб. 10 коп.

РАБИНОВИЧ З. Л. — **Элементарные операции в вычислительных машинах.**

Язык русский, 18 печ. лист., цена 1 руб. 10 коп.

БАКАЕВ А. А. — **Цифровые вычислительные машины в планировании работы транспорта.**

Язык русский, 12 печ. лист., цена 80 коп.

ЗАРЕНИН Ю. Г. — **Корректирующие коды для передачи и переработки информации.**

Язык русский, 7 печ. лист., цена 40 коп.

ЧИНАЕВ П. И. — **Бесконтактные самонастраивающиеся системы на цифровых элементах.**

Язык русский, 6 печ. лист., цена 15 коп.

МАНДЕЛЬБЛАТ М. М. — **Реостатные функциональные преобразователи.**

Язык русский, 6 печ. лист., цена 26 коп.

ПЕТРЕНКО А. И. — **Масштабно - временные преобразователи импульсных сигналов.**

Язык русский, 6 печ. лист., цена 48 коп.

КНИГИ МОЖНО ЗАКАЗАТЬ В ЛЮБОМ МАГАЗИНЕ ОБЛКНИГОТОРГА ИЛИ ЗАЯВКУ НАПРАВИТЬ В АДРЕС ИЗДАТЕЛЬСТВА:
КИЕВ, 4, ПУШКИНСКАЯ, 28, ИЗДАТЕЛЬСТВО «ТЕХНІКА».

КРОМЕ ТОГО, ВАШИ ЗАЯВКИ МОЖЕТ УДОВЛЕТВОРИТЬ МАГАЗИН «КНИГА — ПОЧТОЙ»:
Киев, Попудренка, 26.

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Страница	Напечатано	Следует читать
92, табл. 8, 2-я колонка снизу	$1+\frac{2Z_1Z_2}{Z_1(Z_1+4Z_2)+4Z_2Z_3}$	$1+\frac{2Z_1Z_3}{Z_1(Z_1+4Z_2)+4Z_2Z_3}$
100, формула (II-131)	$K_{\max}=\frac{R_0}{R_0 r_m}=\frac{R_m}{R_0+R_m}$	$K_{\max}=\frac{R_0}{R_0+r_m}=\frac{R_m}{R_0+R_m}$
110, 4-я формула сверху	$\lambda=\frac{1}{\varepsilon}\left[b(1-b)\frac{R_p}{R_B}\right]R_B^2\ C_B^2$	$\lambda=\frac{1}{\varepsilon}\left[b(1-b)+\frac{R_p}{R_B}\right]R_B^2 C_B^2$
226, строки 19, 20, 22, 24, 25, 26, 27	$\tilde{\chi}$	$\tilde{X}$

П.В.КОРНОУХОВ

ТЕХНІКА